Карл Ротхамел

НАРЪЧНИК ПО АНТЕНИ

Техника

Карл
Ротхамел DM2ABK

НАРЪЧНИК ПО АНТЕНИ

Превод от немски:
инж. СТЕФАН ПОПОВ
инж. ВАСИЛ ТЕРЗИЕВ LZ1AB

София, 1977

Държавно издателство
ТЕХНИКА

УДК 621.396.67.002

Книгата съдържа сведения за болшинството късовълнови и ултракъсовълнови антени, които се използуват от радиолюбителите по света. Отделна глава е посветена на телевизионните приемни антени. Дадени са също така уредите и методите за настройка на антените.

Книгата е предназначена за широк кръг радиолюбители и специалисти, интересуващи се от практиката на късовълновите, ултракъсовълновите и телевизионните антени.

Държавно издателство „Техника" изказва благодарност на Военното издателство на ГДР за предоставената му възможност да използува оригиналния илюстрационен материал на книгата.

Karl Rothammel DM2ABK
ANTENNENBUCH
8., erweiterte Auflage

Съдържание

1. Електромагнитни трептения

Енергията, излъчена от една предавателна антена, се разпространява в пространството под формата на електромагнитни вълни. Този процес може да се обясни нагледно, като чрез хвърлянето на някакъв предмет се образуват вълни по една отначало неподвижна водна повърхност. Възникналото постъпателно движение на вълните не се извършва под формата на течение, т. е. водата не тече. Този факт се доказва, като се разпръснат малки плаващи предмети по раздвижената водна повърхност. При липса на вятър тези предмети остават на същото място и се движат само нагоре-надолу с ритъма на вълните. Серията вълни се разпространява кръгообразно, без водната повърхност да се движи в същата посока.

Възникналата серия вълни може да се дефинира посредством следните понятия:

— *дължина на вълната* λ — най-малкото разстояние между две точки, които се намират на едно и също място върху вълните, в такъв случай — и разстоянието между два съседни максимума или минимума на вълната;

— *честота* f — броят на вълновите движения (дължини на вълната), които се образуват за една секунда;

— *скорост на разпространение* c — скоростта, с която серията от вълни се отдалечава от източника на енергия.

Съотношението на тези три величини се изразява чрез формулата

$$\lambda=\frac{c}{f}, \qquad (1.1)$$

където $c=3 \,.\, 10^8$ m/s.

Това съотношение, показано с примера за трептящата водна повърхност, може да се използва и при разпространението на електромагнитните трептения.

Електромагнитните вълни също имат определена дължина на вълната, която в КВ- и УКВ-обхвата се измерва в метри (m).

Както подсказва самият термин „дължина на вълната", електромагнитните трептения имат вълнова форма. Една дължина на вълната е разстоянието между два съседни вълнови фронта с еднаква фаза (фиг. 1.1).

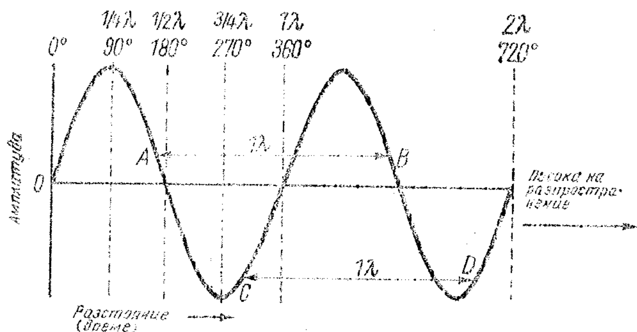
Фигурата показва възприетото представяне на синусоидален променлив ток, което характеризира моментното състояние на една незатихваща електромагнитна вълна. Моментната стойност на амплитудата се изменя по големина и поляритет в зависимост от времето (отстоянието) по синусоида. От начертаните отсечки A—B и C—D се вижда, че дължината на вълната може да се измерва не само по нулевата линия, но и между две кои да са съседни точки с еднакво положение по фаза.

Прието е фазата да се отчита в ъглови градуси, при което едно цяло трептение (една дължина на вълната) е винаги равно на 360°. По този начин могат лесно да се правят фазови сравнения и да се определят фазови измествания.

Единицата за измерване на честотата е херц (Hz).

1 Hz=1 трептение за секунда
1 kHz=1 . 10^3 Hz
1 MHz=1 . 10^6 Hz=1000 kHz
1 GHz=1 . 10^9 Hz=1000 MHz

Скоростта на разпространение на електромагнитните вълни в свободното пространство е 300 000 000 m/s и съответствува на скоростта на светлината. Когато се говори за скорост на разпространение в свободното пространство, за такова се приема едно съвсем пусто пространство, едно идеално състояние, което в действителност не съществува. Дори космическото пространство не е съвсем пусто. Ако електромагнитните вълни не се разпространяват в свободното пространство, тяхната скорост на разпространение е малко по-малка от



Фиг. 1.1. Изменение на амплитудата на електромагнитна вълна в зависимост от времето

300 000 km/s. Намаляването на скоростта зависи от средата, в която се разпространяват вълните. Когато тази среда е атмосферният въздух, намалението на скоростта на разпространение е толкова малко, че се пренебрегва в почти всички практически случаи.

Във високочестотната техника стойността на c се приема за 300 000 km/s. Ако тя се замести във формула (1.1), се получава

$$\lambda=\frac{3.10^8}{f}, \qquad (1.2)$$

където λ е в m, c — в m/s, f — в Hz, или

$$\lambda=\frac{300\,000}{f},$$

където λ е в m, c — в km/s, f — в kHz.

Чрез разместване на членовете на равенството се получава

$$f=\frac{300\,000}{\lambda},$$

където f е в kHz, c — в km/s, λ — в m.

В приложенията е дадена таблица за пресмятане на честотата по дължината на вълната и обратно (табл. 33.8).

1.1. Електромагнитно поле

Токовете, протичащи в един проводник, създават електромагнитно поле, което се разполага около проводника. То се състои от две компоненти — електрическо поле и магнитно поле. За да може да представи нагледно процесите при възникване на електромагнитното поле, физикът *Майкъл Фарадей* си послужил с прилагания и днес метод полето да се онагледи с въвеждане на силови линии.

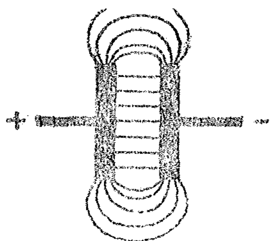
Едно силово поле се характеризира с големината и направлението на силите, които могат да се променят от място на място. Посоката на начертаните силови линии съответствува на посоката на действуващата сила, докато отстоянието на силовите линии една от друга, т. е. тяхната гъстота, показва графично големината на силата.

Едно силово поле, в което силата навсякъде е еднаква по големина и посока, се нарича *хомогенно* (равномерно). Ако посоката и големината на силата се променя (неравномерно разпределение на силовите линии), то тогава се говори за *нехомогенно* (неравномерно) поле.

1.1.1. Електрическо поле

Ако два предмета, например сфери или пластини, заредени с противоположни електрически заряди, се намират на определено разстояние един от друг, в пространството между тези два предмета се създава електростатично поле. Тъй като зарядът, а с това и полето, не се променят, полето се нарича *електростатично*.

На фиг. 1.2 е показан един кондензатор, чиито пластини са заредени с противоположни заряди. Силата и посоката на електростатичното поле се отразяват чрез силови линии, наречени *електрически силови линии*. При това двумерно представяне пластините на



Фиг. 1.2
Електростатично поле на кондензатор

кондензатора са показани в напречно сечение. Потенциалната разлика между пластините на кондензатора и разстоянието между тях определят напрегнатостта на електростатичното поле. Потенциалната разлика е право пропорционална, а разстоянието между пластините — обратно пропорционално на напрегнатостта на полето. Напрежението в хомогенното електрическо поле се привежда към единица за дължина и се означава като *напрегнатост на електрическото поле*. Напрегнатостта на електрическото поле е равна на потенциалната разлика за единица дължина по протежение на една силова линия. Тя се дава във волтове на метър (V/m) или в части от волта на метър (mV/m, μV/m).

Пример

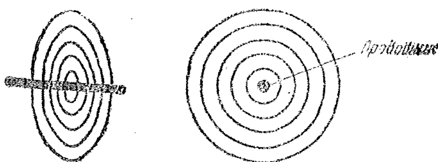
Две пластини на кондензатор са разположени на 0,2 m една от друга. Напрежението между пластините е 10 V. Оттук може да се пресметне напрегнатостта на електростатичното поле

$$\frac{10\ \mathrm{V}}{0{,}2\ \mathrm{m}} = 50\ \mathrm{V/m}.$$

Ако към пластините на кондензатора се приложи променливо напрежение, посоката и напрегнатостта на полето следват такта на променливото напрежение. Непрекъснато изменящият се поток от заряди към пластините на кондензатора може да се измери в проводниците към генератора като променлив ток.

1.1.2. Магнитно поле

Около всеки проводник, по който тече ток, се образува магнитно поле.



Фиг. 1.3
Магнитно поле на проводник, по който протича постоянен ток

Ако токът е постоянен, магнитното поле не се променя по направление и напрегнатост; затова то се нарича *магнитостатично* поле. Магнитните силови линии образуват концентрични окръжности около проводника, както е показано на фиг. 1.3 за един прав проводник. Магнитните силови линии във всички случаи се затварят сами в себе си.

Ако по проводника протича променлив ток, магнитното поле се изменя по направление и напрегнатост в такт с променливия ток.

1.1.3. Зависимост между електрическото и магнитното поле

Едно напрежение създава винаги електрическо поле, а всяко протичане на ток предизвиква възникване на магнитно поле. Но ток може да протича само тогава, когато съществува потенциална разлика, т. е. напрежение. От това следва, че *електрическото и магнитното* поле съществуват винаги едновременно. Всяко протичане на ток неизменно създава *електромагнитно* поле.

1.1.4. Променливо електромагнитно поле

Действието на електромагнитните вълни на разстояние от източника (излъчването) може да се обясни с поведението на едно електромагнитно поле, създадено от променлив ток. Всяко поле съдържа енергия, която се взима от захранващия генератор. Известно време след включване на генератора енергията „излиза" от проводника в околното пространство — създава се електромагнитното поле. („Известно време" затова, защото електрическата енергия не се разпространява безкрай-

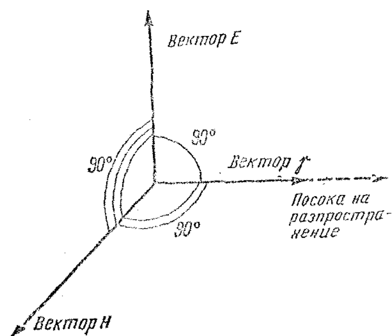
но бързо, а „само" със скоростта на светлината). Когато генераторът се изключи, електромагнитното поле се разрушава, т. е. енергията на полето се връща обратно в проводника. Този процес изисква също определено време. Поради това най-отдалечените от проводника части на полето се връщат последни.

Разрушаващото се магнитно поле създава в проводника напрежение, което от своя страна отново изгражда електрическо поле. Това напрежение, което възниква при прекъсване на електрическата верига, се среща много често в ежедневието. То предизвиква например искрата при отваряне на контактите на прекъсвача в запалителната система на моторните превозни средства.

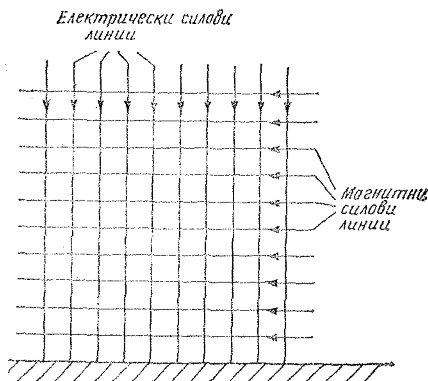
При протичане на постоянен ток електромагнитното поле не се изменя. Описаните промени възникват само при включване (изграждане на полето) и изключване (разрушаване на полето). Ако по проводника тече променлив ток, процесите на включване и изключване се повтарят непрекъснато в зависимост от честотата.

При определени условия, които ще бъдат разгледани допълнително, процесите протичат така: с нарастване на амплитудата на променливия ток възниква (закъснява с времето на разпространение) променливо електромагнитно поле. Когато амплитудата на тока в съответствие със синусоидалната му форма спада до нула, енергията на полето се връща към проводника. Тъй като обаче този процес не протича безкрайно бързо, част от енергията на полето се връща в проводника със закъснение. В същото време там вече съществува напълно изменено разпределение на тока. Този нов ток изгражда ново поле, което отблъсква частите на връщащото се към проводника поле. Блокираните по такъв начин електрически силови линии образуват затворени контури, които са обхванати от магнитни силови линии. Тъй като този процес се повтаря непрекъснато в зависимост от периода на променливия ток, в пространството се разпространява една електромагнитна вълна, която по честота и дължина на вълната съответствува точно на възбуждащия променлив ток. Тя се отдалечава от проводника със скоростта на светлината. Условието за образуване на електромагнитни вълни в свободното пространство е генераторът да създава в точно определен момент такова разпределение на тока, което преграджда пътя на връщащото се към проводника поле и го принуждава да премине в пространството.

Посоката на разпространение на електромагнитните вълни в свободното пространство е перпендикулярна на електромагнитното поле. Това е показано чрез векторите на фиг. 1.4. Векторът E характеризира напрегнатостта на електрическото поле, а векторът H — напрегнатостта на магнитното поле. *Векторът на Пойнтинг* γ определя пренасянето на енергия в



Фиг. 1.4
Разположение на векторите на електромагнитното поле и посока на разпространение на електромагнитните вълни в свободното пространство



Фиг. 1.5
Фронт на плоска вълна с вертикална поляризация

посоката на разпространение, той е перпендикулярен на векторите *E* и *H* и означава количеството енергия, което преминава за една секунда през повърхност от 1 m^2, разположена перпендикулярно на посоката на разпространение.

1.1.5. Плоски вълни

Електромагнитните вълни, излъчени от точковиден източник, се разпространяват в свободното пространство равномерно във всички посоки и с еднаква скорост. Това можем да си представим, ако приемем източника за център, около който се образуват непрекъснато нарастващи сферични обвивки. Ако бихме могли да видим тези обвивки, в непосредствена близост до източника (малък радиус на сферата) щяхме да ги определим като сферични. Една отдалечена от центъра обвивка ще се възприеме като плоска повърхнина, защото поради голямото разширение на горната повърхност на сферата закривяването няма да се забелязва. Точно затова и земната повърхност се възприема не като сферична, а като плоска. Електромагнитните вълни, намиращи се на голямо разстояние от източника, се разглеждат също като *плоски* вълни. На фиг. 1.5 е показано полето на една плоска вълна и електрическите и магнитни силови линии в един определен момент от времето. Стрелките показват моментните посоки на силовите линии за една вълна, която се разпространява в направление, перпендикулярно на плоскостта на страницата (вълната се приближава към наблюдателя). За една плоска вълна се казва, че тя е с *плосък фронт*. Посоката на електрическите и магнитните силови линии се обръща на 180° всеки полупериод от трептението (посоката на стрелките се обръща). Посоката на разпространение не се изменя, тя е винаги перпендикулярна на фронта на вълната.

1.1.6. Напрегнатост на полето

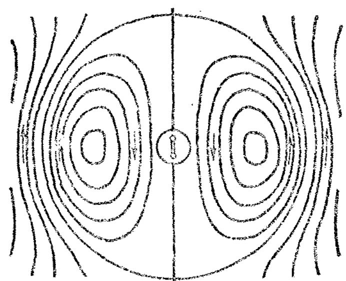
Напрегнатостта на електромагнитното поле се дефинира с напрежението, което съществува на единица дължина по протежение на една електрическа силова линия, разположена на фронта на вълната. Тъй като напрежението е пресметнато за единица дължина, напрегнатостта на електрическото поле *E* се изразява във волтове на метър, съответно mV/m или µV/m.

В свободното пространство напрегнатостта *E* намалява линейно с увеличаването на разстоянието до източника на енергия, тъй като при това последната трябва да се разпредели на все по-голяма площ. Така да се каже, енергията „изтънява“. Когато един излъчвател създава на 1 km разстояние напрегнатост на полето *E*, например 1000 µV/m, на разстояние 10 km напрегнатостта ще бъде 100 µV/m, а на 1000 km—1 µV/m. Тъй като при разпространение на радиовълните в земни условия не съществува идеалното състояние на свободното пространство, зависещото от разстоянието отслабване на напрегнатостта на полето е по-голямо.

1.1.7. Поляризация на електромагнитните вълни

Поляризацията на електромагнитната вълна се определя от посоката на *електрическата* компонента на полето. Различават се два главни вида поляризация — *линейна* и *елиптична* (съответно *кръгова*). При елиптична поляризация посоката не е фиксирана, а се върти непрекъснато по елипса. Ако въртенето се извършва по окръжност, поляризацията се нарича *кръгова*. Според посоката на въртене се различават още поляризация с *ляво въртене* и поляризация с *дясно въртене*. В късовълновия диапазон елиптичната (кръговата) поляризация почти не се използува, докато в СВЧ-диапазона приложението ѝ нараства особено в областта на космическите изследвания (напр. радиоастрономията).

При линейната поляризация електрическите силови линии са прави, като имат определено положение спрямо земната повърхност. Съответно на посоката на електрическите силови линии по отношение на земната повърхност се различават *хоризонтална* поляризация (силовите линии са разположени хоризонтално спрямо повърхността на земята) и *вертикална* поляризация (електрическите силови линии са перпендикулярни на земната повърхност). Така например показаният на фиг. 1.5 фронт на вълната е вертикално поляризиран, защото електриче-



Фиг. 1.6
Електрическо поле на един вертикален дипол. Моментно състояние при $t=0$

ските силови линии преминават отвесно. Съществува също така и възможността вълните да се поляризират във всяко едно положение спрямо повърхността на земята (между хоризонтално и вертикално), например наклонени на 45°. Практически тази възможност се прилага рядко. На фиг. 1.6 е показано електрическото поле на полувълнов вибратор.

В късовълновия обхват много често се появяват изменения на поляризацията, предизвикани от нееднородността на йоносферата. Те предизвикват явлението затихване (замиране) на сигнала, така наречения *поляризационен фадинг*. Препятствията по пътя на разпространение на вълните също могат да предизвикат завъртане на поляризацията.

В най-общи линии може да се каже, че една хоризонтално изградена антена излъчва вълна с хоризонтална поляризация. По същия начин един вертикално ориентиран антенен проводник излъчва вертикално поляризирана вълна. При някои антени обаче не е така лесно да се узнае поляризацията само по разположението на проводниците (напр. при процепните антени или двойния квадрат). По същата причина не може да се даде просто, всеобщо правило за елиптична поляризация.

1.1.8. Отражение, рефракция и дифракция

Обхватът на техническите високи честоти, който заема честотният спектър от 30 kHz до 300 GHz — съответстващ на вълни с дължина от 10 km до 1 mm — се означава често със сумарното понятие *радиовълни*. Скалата на електромагнитните вълни обаче не обхваща само радиовълните, тя преминава през светлинните вълни и достига до космическите лъчения. Разликата между радиовълните и светлинните вълни е само в дължината на вълната, поради това радиовълните също като светлинните се отразяват, пречупват се и дифрактират.

При *отражение* се различават *насочено* (огледално) отражение, което се получава при гладка повърхност, и *разсеяно* (дифузно) отражение, което се получава при отразяване от неравна повърхност. При насоченото отражение падащият лъч, отразеният лъч и перпендикулярът, издигнат в точката на отразяване, лежат в една равнина. Ъгълът на падане и ъгълът на отражение, измерени спрямо перпендикуляра, издигнат в точката на отразяване, са равни. *Коефициентът на* отражение се определя от *проводимостта, диелектричната константа* и *магнитната проницаемост* (пермеабилитета) на отразяващия предмет.

Рефракция (пречупване) на електромагнитните вълни се появява при преминаването в среда с друга диелектрична константа. Този процес има особено голямо значение при разпространението на ултракъсите вълни. Скоростта на разпространение на електромагнитните вълни зависи от диелектричната константа на средата, през която те преминават. Ако средата се промени, променя се и скоростта. Промяната на скоростта предизвиква промяна на посоката на разпространение, т. е. рефракция. Атмосферният въздух също има различни диелектрични константи, зависещи от плътността и относителната влажност. Особено нагледно пречупването може да се наблюдава при следния оптически опит — една наклонена пръчка, потопена наполовина в съд с вода, изглежда прегъната в мястото, в което навлиза във водата.

Дифракцията (огъването) на електромагнитните вълни настъпва при наличие на препятствие с остри ръбове, разположено на пътя на разпространение на вълните. Тя често прави възможно приемането на радиовълните в зони, намиращи се в сянка (зад планини или сгради). Дифракцията е честотно зависима — тя намалява с нарастване на честотата.

2. Разпространение на електромагнитните вълни

2.1. Земна атмосфера

Земната атмосфера играе значителна роля при разпространението на електромагнитните вълни. Газовата обвивка на Земята достига на височина до 2000—3000 km и се състои главно от азот, въглероден двуокис и водни пари.

Атмосферата се дели на три основни слоя: *тропосфера*, *стратосфера* и *йоносфера*.

2.1.1. Тропосфера

Частта от земната атмосфера, която се простира от повърхността на Земята до височина около 11 km, се нарича *тропосфера*. Нарича се също и климатична сфера, защото най-вече в нея протичат всички метеорологически процеси, определящи времето. Тропосферата съдържа приблизително 75% от всички вещества на земната атмосфера. На фиг. 2.1 е показано разслоението и ходът на температурата в долната част на атмосферата.

Общо взето, температурата на въздуха в тропосферата спада с увеличаване на височината, и то с 6 до 8°C на всеки 1000 m. На горната граница на тропосферата, при така наречената *тропопауза*, тя достига един минимум от средно —50°C. Височината на тропопаузата—преходният слой между тропосферата и стратосферата, е променлива. За нашите географски ширини тя е най-малка през март (9,7 km) и най-голяма през юли — 11,1 km. Състоянието на тропосферата е от особено значение за разпространението на ултракъсите вълни.

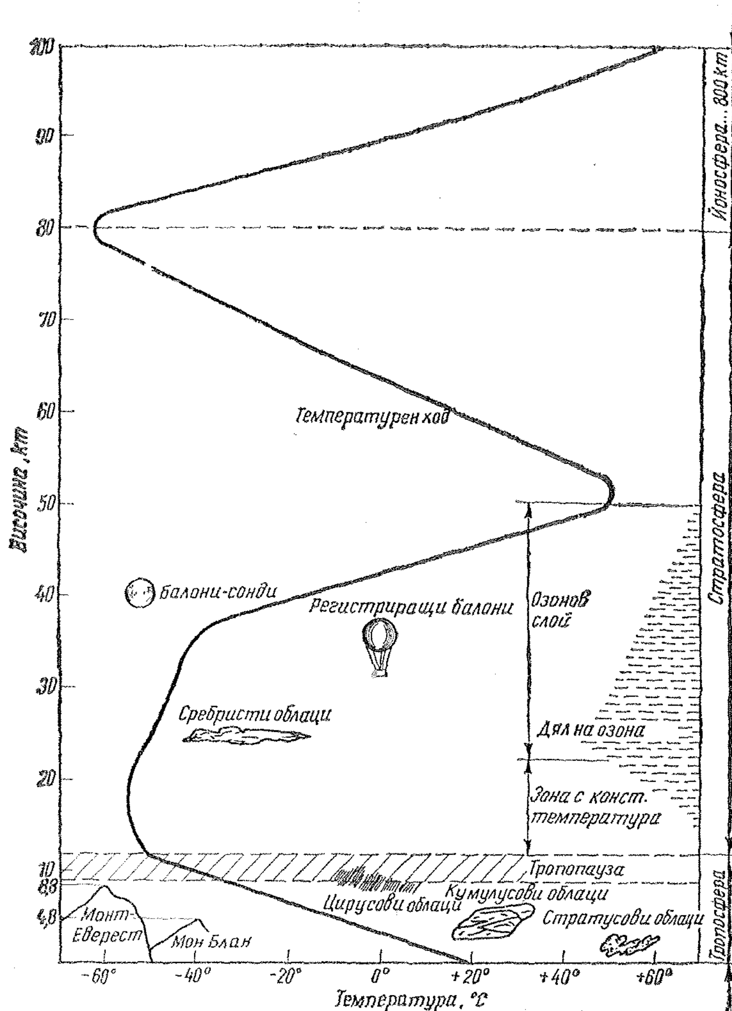
2.1.2. Стратосфера

Стратосферата се простира на височина от 11 до 80 km. Тя е зона, в която няма климатични прояви, и се характеризира с пълното отсъствие на водни пари. Температурата на въздуха в стратосферата остава почти постоянна до една височина от около 20 km (зона на постоянна температура). На височина над двадесет километра температурата постепенно се покачва и достига приблизително 50°C при височина 50 km. Тази зона, в която температурата се покачва, се нарича също така и озонова област, тъй като в нея въздухът има относително голямо съдържание на озон. Озоновият слой има голямо значение за възникването и запазването на живота на Земята, защото той поглъща голяма част от ултравиолетовото излъчване на Слънцето, вредно за бактериите и клетките.

Над 50 km отново се проявява тенденция към спадане на температурата с нарастване на височината и накрая, на височина 80 km, на прехода към йоносферата се намира още една точка, след която температурата започва пак да нараства.

2.1.3. Йоносфера

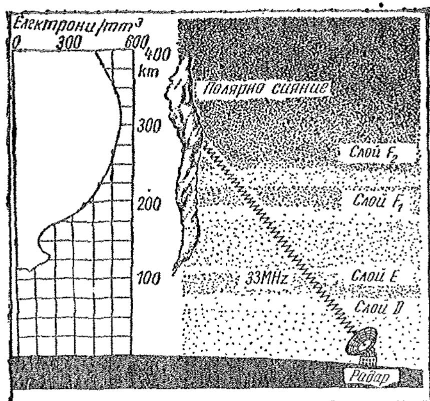
Йоносферата се простира на височина над 80 km. Тя достига на височина до около 800 km и при това постепенно преминава в междузвездното пространство. Преходната област към междузвездното пространство се нарича *екзосфера*. В йоносферата съществуват голям брой електрически заредени частици — електрони и йони. Те възникват вследствие на разделянето (йонизацията) на неутрални молекули въздух. Йонизацията се причинява на първо място от слънчевото облъчване (ултравиолетово и корпускулярно излъчване). Космическите лъчения и метеорните потоци също участват в йонизацията. За едно денонощие в



Фиг. 2.1. Разслояване и ход на температурата в долната част на атмосферата

земната атмосфера изгарят няколко десетки милиарда метеорни частици.

Лъчението в горните слоеве на атмосферата притежава достатъчно енергия, за да избие един електрон от атомната обвивка на молекулата на всеки намиращ се там газ. Атомното ядро, на което по този начин е бил отнет един електрон, заедно с останалите електрони представлява положително зареден йон. Свободният електрон попада или на неутрален атом (или неутрална молекула), като образува отрицателен йон, или се присъединява към някой положителен йон, при което се създава неутрален атом. Този обратен процес се нарича *рекомбинация*. Броят на свободните електрони в единица обем зависи от интензивността на лъчението. Поради наличието на електрически заредени частици (йоните) горната част на атмосферата представ-



Фиг. 2.2
Разслояване на горната част на атмосферата

лява електрически проводник, който има свойството да отразява електромагнитните вълни от определени честотни обхвати.

Още през 1900 година *Хевисайд* и *Кенели* изказаха предположението, че на голяма височина съществува електропроводим слой. През 1924 година англичаните *Ейпълтон* и *Барлет* успяха да получат експериментално доказателство за наличието на отразяващи слоеве в горната част на атмосферата, с което се потвърди теорията на *Кенели* и *Хевисайд*. По-късно, като се използува принципът за измерване на разстояние чрез отразен сигнал, беше установено, че в горните части на атмосферата съществува не само така нареченият слой на *Кенели—Хевисайд*, а една цяла система от слоеве. Досегашните знания за свойствата на атмосферата бяха допълнени и уточнени с данни, получени чрез спътници и геофизични ракети.

В йоносферата има няколко максимума на електронна концентрация. През деня на височина от 40 до 80 km се образува така нареченият *слой D*, който нощем изчезва. В следващия слой *E* (слой на Кенели—Хевисайд) максимумът на електронната концентрация е разположен на височина от около 110 до 130 km. Над този слой се намира слоят *F* (слой на Ейпълтон), който през лятото денем се разделя на слоевете F_1 и F_2. Максимум на електронната концентрация съществува на височина 200 до 230 km в слоя F_1 и на височина 300 до 400 km в слоя F_2. Йонизацията нараства от слой на слой и достига максимум при височина около 400 km в слоя F_2. Над слоя F_2 йонизацията става все по-слаба и накрая изчезва съвсем.

Оценката на по-новите изследвания за строежа на йоносферата показва, че в същност не би трябвало да се говори за система от слоеве, защото преходът между слоевете с различна електронна концентрация се извършва постепенно. Хипотезата за слоестия строеж на йоносферата обаче е приета повсеместно и поради това тя ще бъде запазена и за в бъдеще.

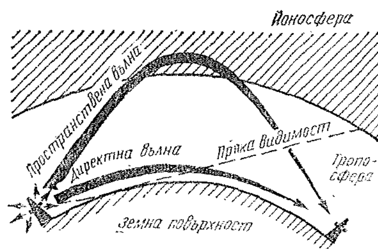
Фиг. 2.2 онагледява описаното разделяне на горните слоеве на атмосферата. Тъй като йоносферата е подложена на постоянни промени на състоянието, показаният на фиг. 2.2 строеж не бива да се възприема като една неподвижна система от лежащи един над друг слоеве. Степента на йонизацията се променя непрекъснато в зависимост от годишното време и часа на денонощието, от цикличната промяна на слънчевата активност, от географската ширина и по други причини.

2.2. Директна и пространствена вълна

Когато предавателят и приемникът са разположени на земята, радиовълните могат да се разпространяват по два пътя:

— в тропосферата, по протежение на земната повърхност — като повърхностна или директна вълна;

— чрез отражение от йоносферата.



Фиг. 2.3
Двата пътя на разпространение на електромагнитните вълни — пространствена и директна вълна

— като пространствена вълна.

Тези два пътя на разпространение са представени на фиг. 2.3.

2.2.1. Разпространение на директната вълна

Директната вълна следва естествената закривеност на Земята и при това е подложена на поглъщащото влияние на земната повърхност, над която преминава. Поглъщането се увеличава с нарастване на честотата. Много ниските честоти (напр. свръхдългите вълни) имат голяма зона на разпространение като директни вълни. Директната вълна се влияе от електрическата проводимост на почвата и от характера на земната повърхност (застрояване, насаждения и пр.), а нейната зона на разпространение зависи от мощността на излъчване.

При късите вълни зоната на разпространение на директната вълна е малка. С мощността на излъчване на един среден любителски предавател в 80-метровия обхват може да се разчита на разпространение на директната вълна на около 100 km; при същата мощност на излъчване в 10-метровия обхват зоната намалява на около 15 km.

Ултракъсите вълни могат да се разпространяват като директни и на по-големи разстояния чрез дифракция, пречупване и разсейване в тропосферата. Тези явления ще бъдат описани в раздел 2.4.

2.2.2. Разпространение на пространствената вълна

Покриването на големи разстояния в късовълновия обхват е възможно благодарение на пространственото излъчване. При него пространствените вълни се пречупват (отразяват) в йоносферата. Скоростта на разпространение на фронта на вълната в йоносферата v_1 е малко по-голяма от тази в тропосферата и зависи от електронната концентрация N (e/cm³) и от честотата. От съотношението

$$v_1 = \frac{3.10^8}{\sqrt{1 - k_1\left(\frac{N}{f^2}\right)}} \qquad (2.1)$$

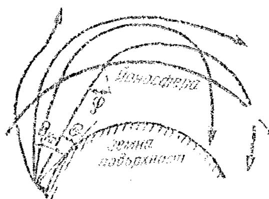
следва, че едно увеличение на електронната концентрация N при зададена честота f води до увеличаване на скоростта на разпространение. Ако един вълнов фронт навлиза в йоносферата под ъгъл, по-горните „по-бързи" части на фронта изпреварват по-долните. Като последствие от тези различни скорости на разпространение фронтът на вълната се огъва и при достатъчно голяма електронна концентрация N може да бъде отразен към Земята.

Съществуват следните зависимости: за отразяване на вълните от йоносферата електронната концентрация трябва да бъде толкова *по-голяма*, колкото по-висока е работната честота f. Пречупването на пространствената *вълна към* Земята става толкова по-лесно, колкото по-малък е ъгълът, под който тя навлиза в йоносферата (малък ъгъл на излъчване θ). *Критична честота* $f_{кр}$ се нарича най-голямата честота, която все още може да бъде отразена от даден слой, ако навлезе перпендикулярно в йоносферата. В зависимост от ъгъла на навлизане в йоносферата се получава горната гранична честота *MUF* (от английски: „Максимална използваема честота"), която е свързана с критичната честота $f_{кр}$ чрез следната формула:

$$MUF = f_{кр}/\sin\theta = f_{кр}.\sin\varphi, \qquad (2.2)$$

където θ е ъгъл на излъчването, φ — ъгъл на навлизане в йоносферата (фиг. 2.4).

Отражението не се извършва без загуби — при него пространствената вълна затихва повече или по-малко. Затихването в йоносферата е честотно зависимо, по-ниските честоти се по-



Фиг. 2.4
Влияние на ъгъла на излъчване върху дифракцията в йоносферата; θ=ъгъл на излъчване φ=ъгъл на навлизане в йоносферата

глъщат по-силно от по-високите. Разпространението на пространствената вълна на големи разстояния може да бъде повлияно и от *екранирането*. За екраниране се говори, когато вълните се отразяват от относително ниско разположения слой E и поради това не могат да проникнат до разположения на по-голяма височина и също годен да отразява слой F. Може да се обобщи, че разпространението на пространствената вълна се определя от факторите MUF (горна гранична честота), затихване и екраниране.

Най-голямото разстояние, което може да се покрие чрез просто отражение по пътя на разпространение през йоносферата, е 4000 до 4500 km. Често обаче е възможно късите радиовълни да се отразяват многократно от йоносферата и от земната повърхност, така че пространствената вълна с няколко „скока" да покрие най-големите земни разстояния.

Както вече беше споменато, при намаляване на дължината на вълната намалява и отражението от йоносферата. Поради това ултракъсите вълни с дължина под 5 m при нормални условия не се отразяват от йоносферата даже и когато навлизат в нея под възможно най-малък ъгъл. Тези високи честоти пробиват йоносферата и се разпространяват в Космоса. Затова понякога ги наричат „прозорец към Вселената".

2.3. Разпространение на късите вълни и техните особености

Състоянието на йоносферата има решаващо значение при радиовръзки на къси вълни. То се променя от час на час, от сезон на сезон и от година на година (с цикъла на появяване на петна по Слънцето).

Различната активност на Слънцето се проявява чрез образуване на *гранули, факли, протуберанси* и особено — на *слънчеви петна*. Петната се появяват най-често в зоните, разположени 20° северно и южно от слънчевия екватор, като най-голям брой петна се наблюдават периодично на всеки 11,1 години. Плътността на слънчевите петна се означава чрез *относителното число на петната*.

През май 1947 година това число достигна 200, една стойност, която не бе наблюдавана от столетия. Следващият максимум възникна през март 1958 година.

Гранулите покриват преобладаващата част от повърхността на Слънцето. Те представляват облаци от калций с диаметър около 100 km.

Слънчевите факли се образуват около петната. Те представляват зони на повишена температура и яркост, които се разпространяват по плоскост като дълги снопове светлина. Еруптивните протуберанси са газови маси, които се състоят предимно от водород, хелий и йонизиран калций. Те се изхвърлят от слънчевата фотосфера със скорост до 400 km/s на височина до 1 милион km. Слънчевите петна имат по-ниска температура, отколкото окръжаващата ги слънчева повърхност; наблюдавани са петна с диаметър, 18 пъти по-голям от земния. В петната възникват много силни магнитни полета с напрегнатост до 4500 гауса (магнитното поле на Земята е 0,5 гауса, 1 гаус $=10^{-5}$ вебера /m^2). С максимума на слънчевите петна е свързана една повишена активност на Слънцето, която се проявява чрез усилено образуване и излъчване на видими и невидими лъчи с най-различна дължина на вълната. Поради това горните слоеве на земната атмосфера се йонизират по-силно или по-слабо в зависимост от активността на Слънцето. С промяната на електронната концентрация се изменя и отразяващата способност на йоносферата.

Сезонните и ежедневни промени на състоянието на йоносферата са понятни, защото през летните месеци слънчевото облъчване е по-интензивно и по-продължително, отколкото през зимните. Също така отсъствието на ултравиолетови лъчи през нощта причинява намаляване на йонизацията и едва след изгрев слънце концентрацията на йоните се увеличава. Когато през дневните часове йоносферата е изложена на слънчево облъчване, всеки слой се йонизира в зависимост от интензивността на облъчването.

Слоят D, който е разположен найниско и в сравнително плътна област на атмосферата, има максимална електронна концентрация през деня, а след залез слънце тя бързо намалява до нула. Съществуващият само през деня слой D поглъща силно радиовълните от средновълновия диапазон, както

и по-дългите къси вълни. Относително малката зона на разпространение в любителските обхвати 160 m и 80 m през деня се дължи на поглъщането на сигнала в слоя D. Този факт се потвърждава и от това, че в споменатия честотен обхват през зимните дни е възможно да се установи радиовръзка на по-големи разстояния, отколкото през лятото.

Следващият след слоя D слой E съществува частично и през нощта. Поради липсата на облъчване от Слънцето електронната концентрация е по-малка, отколкото през деня. 80-метровите вълни се поглъщат отчасти от слоя E, а при достатъчна плътност на йоните излъчванията в 40-метровия обхват могат да се отразят още от слоя E.

Главната роля за разпространението чрез йонизираните слоеве играе слоят F. С негова помощ се осъществяват връзки на къси вълни на огромни разстояния. *Слоят на Епълтон* има най-голяма дебелина. Неговото йонизиране (съотв. дейонизиране) става много бавно и зависи далеч по-слабо от положението на Слънцето, отколкото йонизирането на по-долните слоеве. Концентрацията на йоните в слоя F спада постепенно след залез слънце, малко преди следващия изгрев достига минималната си стойност, но не изчезва съвсем през цялата нощ.

Под действието на интензивното облъчване през дневните часове слоят F може да се раздели на два отделни слоя. Тогава се образуват високоразположеният слой F_2 и намиращият се под него слой F_1. Слоят F_1 не е полезен за установяване на радиовръзките, напротив, той поглъща допълнително отразения от слоя F_2 сигнал.

Между границата на зоната, до която достига директната вълна, и точките, в които отразеният от йоносферата сигнал достига отново земната повърхност, се намира така наречената *зона на мълчание* (мъртва зона). В нея не могат да бъдат приети нито директната, нито отразената вълна. При многократно отразяване *мъртвите* зони се повтарят, а разстянието между две съседни точки, в които отразеният лъч достига земната повърхност, зависи от височината и степента на йонизация на отразяващия слой, както и от предаваната честота. То се увеличава с нарастване на честотата на сигнала.

2.3.1. Разпространение на вълните в любителския 80-m обхват

През деня може да се установи връзка на сравнително малки разстояния, защото 80-метровата вълна се поглъща силно от слоя. През зимата това разстояние е малко по-голямо, отколкото през лятото и би могло да достигне 400 km.

След залез слънце, когато слоят D се разрушава, затихването намалява и зоната на покритие се увеличава. През нощта не рядко се осъществяват връзки на 1000 и повече километри, стига съседните станции и високото ниво на атмосферните смущения през лятото да позволят това.

През зимните месеци и особено при минимум на броя на слънчевите петна често е възможно установяването на междуконтинентални връзки в първите сутрешни часове (преди изгрев слънце). Възникващата зона на мълчание е с протежение около 1000 km и европейските станции могат да смущават приемането само там, където достига наземната им вълна.

2.3.2. Разпространение на вълните в любителския 40-m обхват

Слоят D поглъща през деня и голяма част от сигналите в 40-m обхват, но все пак е нормално да се установи връзка на разстояние до 1000 km. При благоприятни условия са осъществявани връзки на разстояние до 2000 km. През деня мъртвата зона възлиза на около 100 km.

По време, когато броят на слънчевите петна е минимален, още в ранните следобедни часове съществуват възможности за междуконтинентални връзки, които обаче рядко могат да бъдат използвани поради смущенията от съседните станции. През нощта, особено през зимните месеци, зоната на мълчание се увеличава и има максимум около полунощ. Тъй като тогава Европа е разположена в мъртвата зона, могат да се осъществят свободни от смущения радиовръзки с всички континенти.

Когато целият път на разпространение на вълните се намира откъм нощната страна на Земята, затихването е най-малко и следователно зоната на

покритие е най-голяма (отсъствува поглъщащият слой *D*).

Атмосферните смущения са по-малки, отколкото в 80-m обхват, но все пак те могат сериозно да повлияят на прохождението, особено през летните месеци.

2.3.3. Разпространение в любителския 20-m обхват

Любителският 20-m обхват е традиционният DX-обхват (DX = радиовръзки на много големи, междуконтинентални разстояния). Този обхват може да се използува денонощно почти по всяко време за връзки с другите континенти; само по време, когато броят на слънчевите петна е минимален, обхватът е „отворен" само през деня и в часовете на смрачаване. Тогава не е възможно да се осъществи радиовръзка нощем.

Почти винаги се появява зона на мълчание, която денем и по време на намалена слънчева активност има протежение около 1000 km; при максимум на слънчевите петна тя намалява до 400 km и по-малко. От време на време тя дори може да изчезне (през лятото).

С настъпване на вечерното смрачаване зоната на мълчание бързо се разширява и нощем тя може да достигне максимум от около 4000 km. Условията за връзка са особено благоприятни, когато част от пътя на разпространение лежи откъм нощната страна на Земята.

20-m обхват може да се използува за нощни радиовръзки с Европа само по време на максимум на слънчевите петна, през лятото и при известни условия. Атмосферните смущения почти не се проявяват.

2.3.4. Разпространение в любителския 15-m обхват

Условията зависят силно от периода на слънчевата активност. При максимум на слънчевите петна този обхват е „отворен" почти непрекъснато за DX-връзки. Тогава дори с малки мощности на излъчване могат да се покрият много големи разстояния, тъй като затихването е много малко.

По време на минимум на слънчевите петна обхватът може да се използува евентуално денем през летните месеци и най-често за кратко време. Нощем не съществуват възможности за връзки, а в зимните месеци обхватът е неизползуваем и през деня.

Понякога може да се появи отражение от *спорадичния слой E*, тогава са осъществими връзки на разстояния до 2000 km. Атмосферните смущения не влияят в 15-m обхват.

2.3.5. Разпространение в любителския 10-m обхват

Обхватът може да се използува за връзки чрез отражение на пространствената вълна само при повишена слънчева активност. Тогава съществуват превъзходни възможности за DX-връзки, особено денем, и е възможно да се направят връзки на много големи разстояния с незначителна мощност на предавателя. Трябва да се има пред вид, че мъртвата зона е около 4000 km. Пътят на разпространение трябва да е откъм дневната страна на Земята, т. е. при „отваряне" на обхвата в ранните сутрешни часове се приемат отначало само станции от Далечния изток. При максимална слънчева активност обхватът може да се използува до късните вечерни часове. Зависимостта от слънчевата активност е силна.

При минимум на броя на слънчевите петна 10-m обхват пропада изцяло за далечни връзки. Кратковременни връзки на средни разстояния са възможни единствено чрез случайно отражение на сигнала от спорадичния слой *E*.

2.4. Разпространение на ултракъсите вълни и неговите особености

В спектъра на електромагнитните трептения ултракъсите вълни заемат обхвата от 10 до 1 m, съответствуващ на честотния обхват от 30 до 300 MHz.

Ултракъсите вълни (УКВ) имат международно означение *VHF* (от английски: много високи честоти).

Разпространението на УКВ прилича много на това на светлината. Затова ги наричат също и квазиоптични (подобни на светлинните) вълни. Като цяло квазиоптични могат да бъдат наречени само вълните от дециметровия, санти-

метровия и милиметровия обхват, докато по-дългите УКВ представляват преходната област към вълните, подобни на светлинните.

2.4.1. Квазиоптично разпространение на УКВ

За радиолюбителите представлява интерес обхватът от 144 до 146 MHz (2 m). Без да се вземат пред вид редките изключения, може да се каже, че при тези честоти вече не е възможно отражение от йоносферата.

УКВ са особено подходящи за покриване на разстояния в зоната на пряката оптическа видимост На тези разстояния напрегнатостта на полето е постоянна и се осигурява надеждна радиовръзка независимо от йоносферните и метеорологични условия.

Фактическата зона на разпространение на 2-m вълни се простира най-малко 15% зад оптическия хоризонт. По-новите изследвания обясняват това закривяване на ултракъсите вълни към повърхността на Земята като последица от намаляването на коефициента на пречупване на въздуха при нарастване на височината. Този коефициент се определя от съдържанието на водни пари, налягането и температурата на тропосферата. Увеличаването на зоната на сигурно приемане на ултракъсите вълни зад оптическия хоризонт се отразява с приблизителната формула

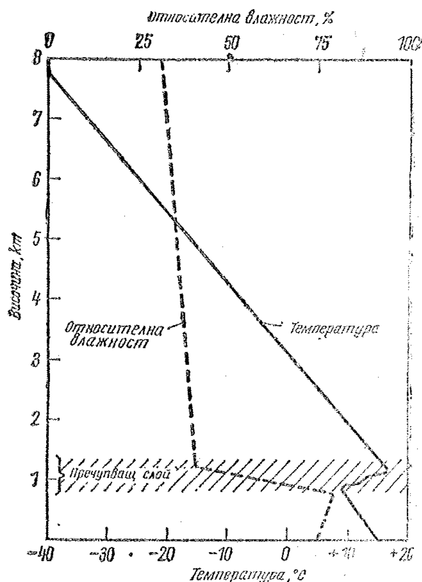
$$d=4{,}13\left(\sqrt{h_1}+\sqrt{h_2}\right), \qquad (2.3)$$

където d е зоната на сигурно приемане на 2-m вълна в km;
h_1 — височина на антената на предавателя в m;
h_2 — височина на антената на приемника в m.

Тази формула се базира на така наречения ефективен земен радиус, т. е. не се използува действителният земен радиус от средно 6370 km, а един увеличен с 1/3 радиус от 8500 km.

2.4.2. Свръхдалечно разпространение на ултракъсите вълни

Понякога се наблюдава свръхдалечно разпространение на ултракъсите вълни (на 1000 и повече km), което не може да се обясни с нормалното разширение на зоната на покритие зад хоризонта. То може да има различни причини, но най-често се дължи на особеното състояние на тропосферата.

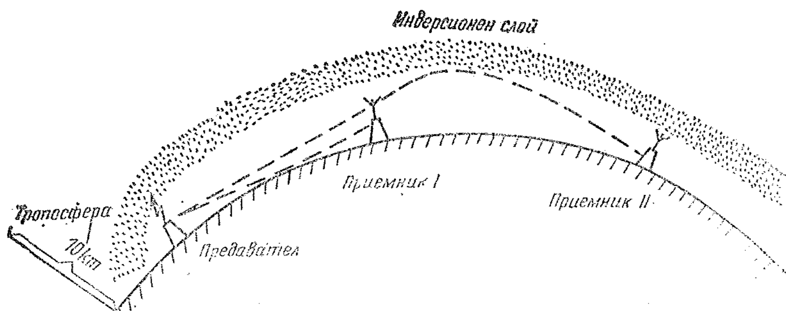


Фиг. 2.5
Пример за хода на температурата и на относителната влажност в тропосферата при образуване на инверсия

2.4.2.1. *Свръхдалечно разпространение на УКВ, дължащо се на тропосферата*

Температурата на тропосферата, общо взето, спада с нарастването на височината, и то 6 до 8°C на всеки 1000 m покачване. Вследствие на движенията на въздуха и на останалите метеорологични влияния промяната на температурата на въздуха, както и на относителната влажност може обаче да става много рязко и с това да се отклони от нормалния ход (фиг. 2.5). Едно такова обръщане на нормалния температурен ход, наречено също така *инверсия*, означава смяна на плътността на въздуха. При това топлият въздух образува област с по-малка плътност, отколкото студеният.

Законът за пречупване на светлината гласи, че светлинният лъч се пречупва



Фиг. 2.6. Разпространение на ултракъсите вълни в тропосферата

при преминаване от оптично по-плътна среда в оптично по-малко плътна среда, като се отклонява встрани от перпендикуляра, издигнат в точката на пречупването. Обратно, при преминаване от по-малко плътна в оптически плътна среда пречупването става, като лъчът се приближава до перпендикуляра, издигнат в точката на пречупването.

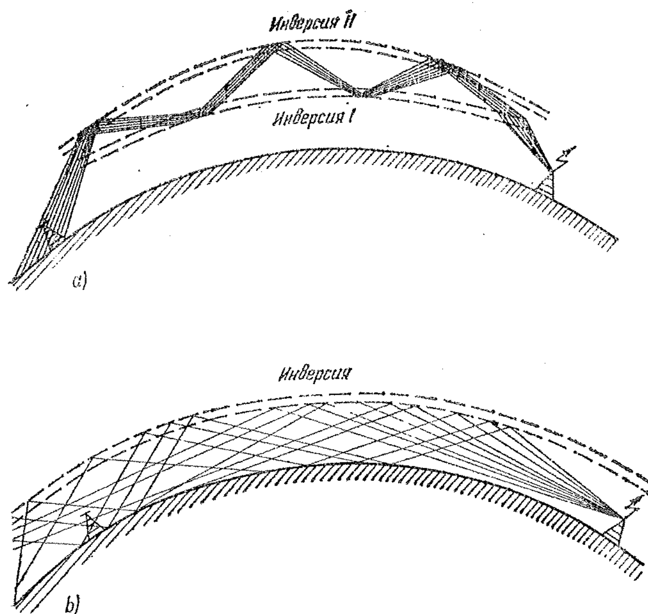
При промяна на плътността на средата, в която се разпространяват ултракъсите вълни, последните се разпространяват подобно на светлинните лъчи. При навлизане в един инверсионен слой фронтът на вълната претърпява едно закривяване към повърхността на Земята (фиг. 2.6). Това са или *повърхностни* инверсии в близост до повърхността на Земята (разпространение на малки разстояния зад хоризонта), или *височинни инверсии* — на височини, достигащи няколко хиляди метра (разпространение на големи разстояния зад хоризонта).

От фиг. 2.6 може да се види, че в случай на директно разпространение до насрещната станция (приемник I) могат да достигнат само такива сигнали, които са излъчени под възможно най-малък ъгъл, приблизително тангенциално на земната повърхност. Ако състоянието на тропосферата позволява закривяването на вълните и с това—свръхдалечно разпространение, то също така този малък ъгъл на излъчване е необходим и за приемане на сигнала от приемника II. От това следва, че антени с малък разтвор на диаграмата в H-равнината са особено подходящи за покриване на големи разстояния.

Едно особено явление е рядко срещащото се тропосферно *вълноводно* разпространение (англ. *ducting*). То може да възникне, когато повече инверсионни слоеве са разположени един над друг. Един радиосигнал, който попадне между тези слоеве, се отразява от един слой към друг дотогава, докато попадне на „пролука" в долния слой (фиг. 2.7 *a*). Този случай се отличава с това, че радиовръзки могат да се осъществят само с отдалечени станции, много често разположени на малка площ. Около тях се намира зона на мълчание. Вълноводното разпространение може да се осъществи и чрез отразяване на сигнала от повърхността на Земята и един широко разпрострял се повърхностен инверсионен слой. Характерно за този начин на разпространение е това, че при него няма зона на мълчание (фиг. 2.7 *b*). Ако коефициентът на пречупване в тропосферата е толкова голям, че един сигнал, излъчен успоредно на земната повърхност се отразява обратно към Земята, се говори за суперрефракция. Тогава се получава едно пълно отразяване от инверсионния слой, подобно на това, което се извършва при разпространението на KB от йоносферните слоеве.

2.4.2.2. *Свръхдалечно разпространение чрез разсеяно отражение (scatter)*

Във високите части на тропосферата, приблизително на височина около 10 km, съществува интензивно вертикално разместване на въздушните пластове. Това разместване на въздушните течения с различна температура предизвиква продължителна турбулентност. При това възникват паразитни нееднo-



Фиг. 2.7. Вълноводно разпространение през тропосферата: *a* — вълноводно разпространение между два инверсионни слоя; *b* — вълноводно разпространение между повърхността на Земята и приземен инверсионен слой

родности — биха могли да бъдат наречени нееднородности на въздуха, — които се отличават от околните въздушни частици по температура, налягане и влажност (фиг. 2.8). Ако фронтът на вълната премине през тези нееднородности, една малка част от сигнала се разсейва дифузно. Тъй като разсеяните радиовълни се разпространяват в различни посоки, една част от тях попада отново на земната повърхност зад хоризонта. Напрегнатостта на полето на този сигнал е извънредно малка, но се отличава с постоянно ниво.



Фиг. 2.8
Разсейване на високочестотните вълни в тропосферата

При *разсеяно отражение от тропосферата* (*tropospheric scatter*) се използват честоти от 100 до 1000 MHz (предимно около 500 MHz). При това зоната на покритие може да достигне до 800 km (понякога и до 1000 km). Качеството на приемане не е добро и се наблюдава стесняване на лентата на предавания сигнал. Стесняването на лентата на сигнала се причинява от различното фазово отместване на вълните, отразени от отделните части на областта, в която съществуват описаните нееднородности. Чрез промените на положението на тези области в тропосферата се обяснява и наличието на по-силен или по-слаб фадинг.

По-стабилни радиовръзки се получават при разсеяно отражение от йоносферата (англ.: *ionospheric scatter*). В този случай се използва едно определено разсейване на сигнала от долните

слоеве на йоносферата на височина приблизително 100 km. Използуват се честоти между 25 и 60 MHz. Разстоянието между станциите, установяващи радиовръзка, възлиза на 1000 до 2500 km. Ако те са на по-малко от 1000 km, напрегнатостта на полето на сигнала, получен чрез разсеяно отражение, намалява силно.

2.4.2.3. *Отражение на УКВ от метеорни следи (meteor scatter)*

При движението си по своята орбита около Слънцето Земята се сблъсква с невъобразимо голям брой, най-често малки, прахообразни метеорити. Метеоритите понякога навлизат в земната атмосфера с много голяма скорост (до 72 km/s) и най-често се изпаряват и изгарят поради триенето във въздуха на височина от 100 до 200 km. Една съвсем малка част от тези метеорити са с толкова голяма маса, че при изгарянето им в атмосферата остава видима светлинна следа (падаща звезда). Извънредно рядко масата на метеоритите е достатъчна, за да не изгорят без остатък в атмосферата.

Различават се две групи метеорити. Първата група съществува в Космоса по всяко време и е разпределена там съвсем произволно. Метеоритите от тази група се движат в най-различни посоки и с различни скорости. Метеоритите от втората група се движат по определена орбита, в една и съща посока и с еднаква скорост. Това са метеорните потоци — наречени също така метеорен дъжд, — които пресичат земната орбита периодично на определени интервали от време.

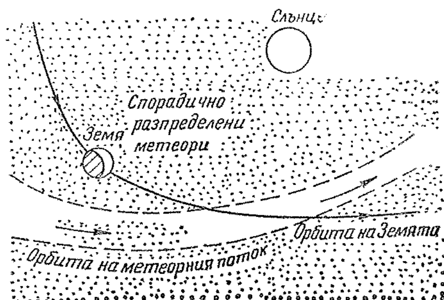
Един метеорит, който изгаря в земната атмосфера, оставя не само светлинна среда. Преди да се изпари окончателно, той създава един йонизационен канал. Тази йонизирана „опашка“ съществува много кратко време, тъй като се разширява бързо в разредения въздух и се разсейва. Преди това обаче йонизацията е така интензивна, че ултракъсите вълни могат да бъдат отразени от метеорната среда. Колкото по-голям е падащият метеорит, толкова по-голям и дълготраен е неговият йонизационен канал.

Радиопредавания чрез отражение от метеорни среди се осъществяват в Канада (система Janet). Радиолюбителите, работещи на вълна 2 m, също използуват този метод за връзка. При това те не разчитат на случайни успехи, като изчакват да се появи някой метеорит, а използуват възможностите за връзки при периодичното преминаване на Земята през орбитите на метеорните потоци. Тъй като техните орбити и скорости са известни, с доста голяма точност може да се изчисли предварително кога ще се появят възможности за този вид радиовръзки (фиг. 2.9).

Отразяващите йонизационни канали, предизвикани от падащите метеорити, съществуват кратко време, затова и условията за осъществяване на радиовръзки траят много кратко. Сравнително рядко възникват йонизационни следи, които обуславят отражение с продължителност от няколко секунди до 2 min.

2.4.2.4. *Отражение на УКВ от полярното сияние*

От време на време Слънцето изхвърля в Космоса огромни, електрически заредени газови маси. Те нямат



Фиг. 2.9
Метеорен поток и орбита на Земята

вълнов характер и поради това скоростта на разпространението им е само около 1500 km/s. Тъй като при това се излъчват корпускули (най-малки частици), това лъчение се нарича *корпускулярно*.

Когато нашата Земя попадне в едно такова лъчение, влиянието на земното магнитно поле отклонява електроните и йоните на корпускулярния поток по посока на полюсите. При географска ширина около 70°, в така наречената зона на полярните сияния, корпускулярното лъчение навлиза в земната атмосфера и предизвиква там освен допълнителното йонизиране известните *полярни сияния*. Едновременно в зоната на полярните сияния се създава система от токове, чието силно променящо се магнитно поле се сумира с постоянното земно магнитно поле. Така възниква магнитна буря, чиято интензивност е най-голяма в зоната на полярните сияния.

Допълнителната йонизация, предизвикана от интензивното корпускулярно лъчение, може да достигне значителна стойност на определени места. Поради това много често в непосредствена близост до полярните сияния се изграждат изразени центрове на йонизация, които са така силни, че УКВ могат да бъдат отразени от тях.

Отражението от така наречения *E*-слой на северното сияние се извършва на височина средно над 100 km. Поради дифузно отразяване предаваният сигнал претърпява големи изкривявания. По тази причина е възможно да се осъществи само телеграфна връзка.

Полярни сияния възникват най-често при максимум на броя на слънчевите петна. Освен това може да се каже, че те се наблюдават предимно в ранна пролет (март) и в началото на есента (септември).

Около 26 часа след започването на някоя по-голяма слънчева ерупция може да се очаква, че корпускулярното лъчение ще навлезе в атмосферата на Земята. Понякога обаче се случва изхвърлените от Слънцето частици да не достигнат Земята и тогава описаните явления в земната атмосфера не се наблюдават, въпреки че е отбелязано слънчево изригване. Най-често това става, когато изригването стане в близост до периферията на слънчевия диск.

2.4.2.5. *Отражение на УКВ от спорадичния E-слой*

Понякога електронната концентрация на йоносферата се променя по случаен закон. Тези промени се проявяват например като статично движение на йоносферния вятър. При тях, особено в ниските слоеве на йоносферата, се образуват спорадични нееднородности с много интензивна йонизация. Тъй като тези случайно разпределени центрове с повишена електронна концентрация се разполагат във и под слоя *E*, говори се за *спорадичен E-слой* (E_S-слой). Неговото възникване досега не е обяснено окончателно, но влиянието му е приблизително известно.

Доказано е, че за ограничена част от УКВ-обхвата, между 30 и 100 MHz, може да се получи йоносферно отражение от спорадичния *E*-слой. Радиолюбителите също така са установявали радиовръзки при дължина на вълната 2 m, които при дадените обстоятелства и покритите разстояния е много вероятно да се дължат на отражение от спорадичния *E*-слой.

Тъй като отражението се извършва на височина около 100—150 km, може да се пресметне, че сигналът се връща отново на земната повърхност на едно разстояние от 900 до 2000 km от предавателя.

2.4.2.6. *Разпространение на УКВ чрез отражение от Луната и чрез спътници*

Както е известно, УКВ пробиват йоносферните слоеве на земната атмосфера и се разпространяват в Космоса. На този факт се базира известният метод за установяване на радиовръзка, като се използува трасето Земя—Луна—Земя. Още през 1946 г. се отдаде приемането на отразени от Луната импулси на честота 111,5 MHz, като беше използуван преустроен за целта радар. Първата двустранна връзка между радиолюбители беше установена на 21 юли 1960 г. от W6HB (Сан Карлос, Калифорния) и W1BU (Медфийлд, Масачузетс). Мощността на предавателите беше 400 W HF, използуваната честота 1296 MHz, а за антени са служели параболични огледала. Двете станции бяха отдалечени една от друга на

4320 km и успяха да установят радиовръзка с едно „отклонение“ от 768 000 km. През 1964 г. последваха редица успешни опити за установяване на връзки между Европа и Америка в обхватите 2-m и 70 cm, като радиолюбителите използуваха отражението на сигналите от Луната.

Провеждането на радиовръзки чрез използуването на трасето Земя—Луна—Земя изисква съответната висока техническа обезпеченост. За някои служебни приложения времето на закъснение на сигнала (приблизително 5 s) се оказва твърде голямо.

Нови възможности за радиовръзки в УКВ-обхвата откриват изкуствените спътници на Земята. Те се изстрелват на предварително изчислена орбита. Освен тези, които се използуват за научни изследвания (например OSCAR), има и такива, които служат за предаване на телевизионна програма от един континент на друг (*Молния 1, TELSTAR, SYNCOM*).

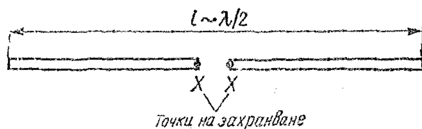
Пасивните спътници представляват големи балони, чиято външна обвивка е метализирана (напр. балонът *ECHO*). Поради това те притежават добра отразяваща способност за квазиоптичните вълни и действуват като пасивни отражатели. Активните спътници представляват изкуствени спътници на Земята, които приемат излъчените от Земята радиосигнали чрез електронни устройства и ги предават обратно, но вече на друга честота. Понякога тези активни спътници работят и с електронни запомнящи устройства. Запомнените радиосигнали се излъчват обратно към Земята едва след изтичането на определен интервал от време.

3. Начини на действие и свойства на антените

Една антена има предназначението да отнеме енергия от съществуващото електромагнитно поле (приемна антена) или да излъчи доставената от високочестотен генератор (предавател) енергия под формата на електромагнитни вълни. Според теоремата на реципрочността една и съща антена може да се използува и като приемна, и като предавателна. Нейните характеристични свойства и данни и в двата случая остават непроменени. Поради това се говори за реципрочни антени. При понататъшните обяснения за по-голяма прегледност се говори предимно за предавателната антена и затова последната често е наричана за по-кратко излъчвател.

3.1. Полувълнов дипол

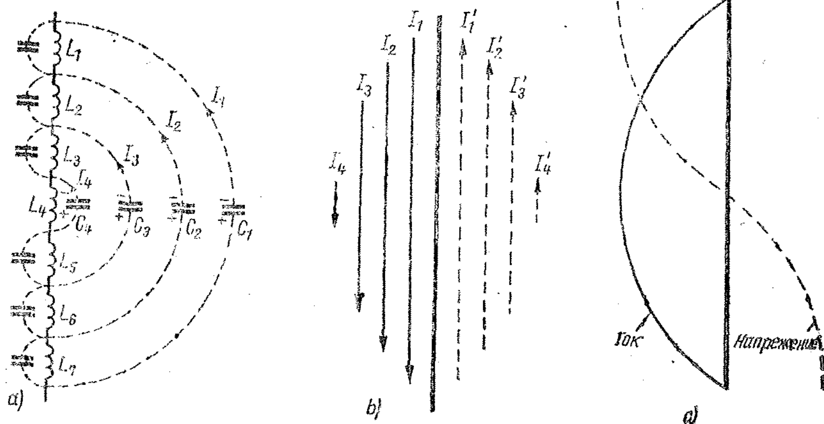
Най-простият и едновременно с това най-широко разпространеният резо-



Фиг. 3.1. Полувълнов дипол

нансен елемент в антенната техника е така нареченият полувълнов дипол. Той е основен градивен елемент на почти всички видове антени и служи като еталонна антена за сравнително определяне на усилването на останалите антени. За да може да се разберат свойствата и начинът на действие на антените, тук за начало ще бъде разгледана теорията на полувълновия дипол.

Както показва самото име, полувълновият дипол има дължина, която съответствува приблизително на половината от дължината на използуваната



Фиг. 3.2. Разпределение на тока върху проводник с дължина λ/2

вълна ($\lambda/2$). В този случай диполът е в резонанс с дължината на вълната (фиг. 3.1). Думата дипол значи двуполюсник и означава освен това, че полувълновият излъчвател е разделен на две симетрични половини. Към получените в средата му „два полюса", в точките xx, може да бъде включен захранващият проводник, съответно — предавателят или приемникът.

3.1.1. Разпределение на тока и напрежението по дължината на полувълновия излъчвател

Един опънат електрически проводник (напр. жица, прът или тръба) притежава определени инуктивност и капацитет, които са разпределени равномерно по дължината му. Това е показано на фиг. 3.2*a*, където са начертани равномерно разпределените по проводника индуктивности от L_1 до L_7 със съответните им капацитети, както и разпределените по проводника капацитети от C_1 до C_4. Предполага се, че в един определен момент от времето всички кондензатори имат определен заряд. Кондензаторите се разреждат през съответстващите им индуктивности. При това всеки път протича ток и възниква съответно магнитно поле. Изравняването на зарядите на двете пластини на C_4 през L_4 предизвиква протичането на един ток I_4, C_3 се разрежда през L_3, L_4 и L_5 с ток I_3, C_2 изравнява зарядите си през индуктивностите от L_2 до L_6, при което протича токът I_2. Накрая, разреждането на C_1 се извършва през индуктивностите от L_1 до L_7, като при това протича токът I_1. От казаното дотук следва, че в средата на излъчвателя протича най-голям ток — сумата от токовете I_1, I_2, I_3 и I_4. Към краищата на излъчвателя токът става все по-малък и в самия му край не протича никакъв ток. На фиг. 3.2 *b* токовете от I_1 до I_4 за по-голяма прегледност са нанесени още веднъж в друга форма. Поради протичането на ток около индуктивностите се образуват магнитни полета, които предизвикват повторно зареждане на кондензаторите, в този случай обаче с противоположен заряд. Знакът на напрежението се е променил. Процесът се повтаря отново, този път в обратна посока, както е показано на фиг. 3.2 *b* чрез токовете от I_1 до I_4. От това опростено представяне на процесите може да се изведе показаното на фиг. 3.2 *c* разпределение на тока и напрежението по дължината на полувълновия излъчвател.

Между тока и напрежението съществува една фазова разлика от 90°, докато разликата във фазите на напрежението в двата края на излъчвателя е 180°.

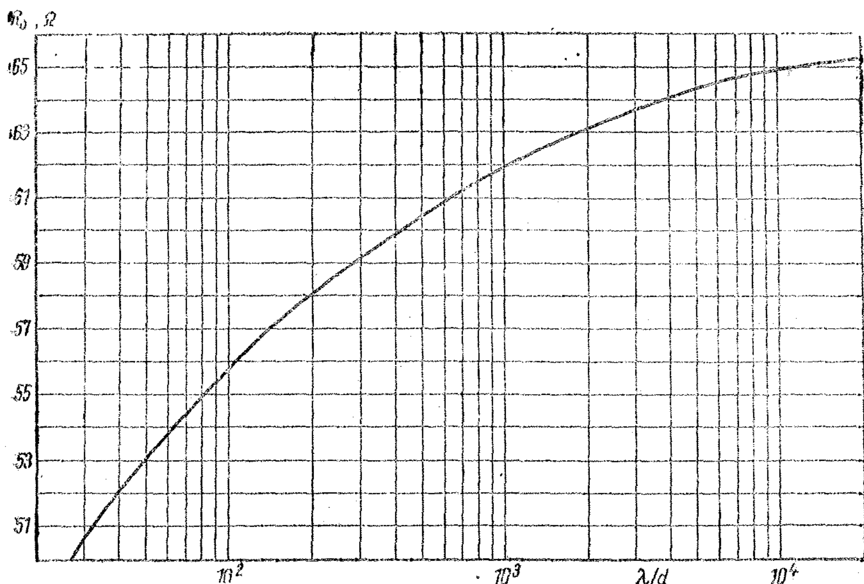
От показаното разпределение на тока и напрежението по дължината на излъчвателя се вижда, че в средата на дипола токът е най-голям (максимум на тока). В същото време напрежението в тази точка преминава през нулевата линия (възел на напрежението). На края на излъчвателя съотношението е точно обратното: максимумът на напрежението съвпада с минимум на тока. От разпределението на напрежението се разбира освен това, че полувълновите излъчватели могат да бъдат закрепени без електрическа изолация направо към заземената стрела на антената. Както се вижда, закрепването се извършва в точка, в която напрежението е нула и изолация не е необходима. Поради това полувълновите елементи могат да се заземяват в геометричната им среда. Трябва обаче да се спомене, че в средата на излъчвателя съществува съпротивление на излъчване и напрежението не е пълна „нула". Същото се отнася и за тока в края на излъчвателя, който вследствие на така наречения „краев ефект" не изчезва напълно. Затова в случая се говори за минимум на напрежението.

3.1.2. Импеданс на антената

От разпределението на тока и напрежението по дължината на излъчвателя може да се добие представа за съотношението на съпротивленията. Както е известно от закона на Ом, отношението на напрежението към тока определя съпротивлението:

$$\frac{\text{напрежение}}{\text{ток}} = \text{съпротивление.}$$

Комплексното съпротивление (импедансът) на един резонансен излъчвател може да се изчисли за всяка една точка от дължината му, като се вземе отно-



Фиг. 3.3. Зависимост на входното съпротивление R_0 на един полувълнов дипол от отношението дължина на вълната/диаметър на антенния проводник (λ/d)

шението на напрежението и тока за тази точка. В случай на резонанс това съпротивление е чисто активно, а ако излъчвателят не е настроен в резонанс за съответната дължина на вълната, съпротивлението има и реактивна (индуктивна или капацитивна) съставна.

От показаното на фиг. 3.2*c* могат да се направят следните важни заключения:

В края на излъчвателя напрежението е голямо, а токът — малък.

В средата на излъчвателя напрежението е малко, а токът — голям. В тази точка импедансът е малък.

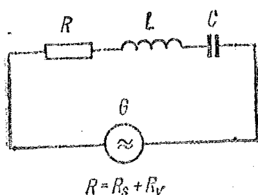
Макар че импедансът може да се изчисли за всяка една точка по повърхността на излъчвателя, като импеданс на една антена се означава стойността му в точките на свързване на захранващия кабел (входно съпротивление). При полувълновите диполи свързването се извършва в точки, в които токът е максимален и затова входното съпротивление е малко (около 60 Ω).

Теоретически пресметнатото входно съпротивление на един полувълнов дипол е 73 Ω. Тази стойност обаче се отнася за безкрайно тънък проводник (отношението λ/d е равно на безкрайност), който освен това е разположен безкрайно високо над земята. Както се вижда от фиг. 3.3, входното съпротивление на полувълновия дипол се влияе от отношението на дължината на вълната спрямо диаметъра на антенния проводник.

Отношението λ/d се нарича *коефициент на изтъняване*. При пресмятането му λ и d трябва да се вземат в едни и същи единици. В обхвата на късите и ултракъсите вълни диаметърът на антенния проводник е над 2 mm, така че за тези обхвати входното съпротивление на полувълновия дипол винаги може да бъде прието за по-малко от 65 Ω.

3.1.3. Съпротивление на излъчване

Съпротивлението на излъчване е една изчислителна величина, от която могат да се изведат различни съотношения, характеризиращи антените. То винаги се пресмята при максимум на тока и представлява еквивалентното съпротивление, което би разсеяло излъчваната мощност. В случай на резонас входното съпротивление на анте-



Фиг. 3.4
Полувълновият дипол като последователен трептящ кръг (заместителна схема за случай на резонанс)

ната е чисто активно и за един излъчвател, захранван в точки, в които токът е максимален (напр. полувълнов дипол), е равно на сумата от съпротивлението на излъчване R_s и съпротивлението на загубите R_v. Последното се дължи на повърхностното съпротивление на антенния проводник и на диелектричните загуби в изолаторите. Съпротивлението на загубите, общо взето, може да се поддържа много по-малко от съпротивлението на излъчване. То пък от своя страна зависи от мястото, където е поставена антената (височина над земята, вид на земната повърхност, съседни постройки и пр.) и от механичните размери на излъчвателя (коефициента на изтъняване).

Когато са известни излъчената мощност P_s и максималната стойност на антенния ток I_{max}, съпротивлението на излъчване може да се пресметне по формулата

$$R_s = \frac{P_s}{I_{max}^2}. \qquad (3.1)$$

Коефициентът на полезно действие на една антена може да се прецени по отношението на съпротивлението на излъчване към съпротивлението на загубите. Той се пресмята по формулата

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_v}{R_s}}. \qquad (3.2)$$

3.1.4. Полувълновият дипол като трептящ кръг

Обикновеният трептящ кръг, използван в радиотехниката, има съсредоточени параметри, като индуктивността се реализира чрез бобина, а капацитетът чрез кондензатор. Един опънат проводник също има индуктивност и капацитет, но те не са съсредоточени, а равномерно разпределени по дължината му. Когато проводникът е в резонанс с възбуждащата честота, той може да се разглежда като трептящ кръг. Това е показано на фиг. 3.4. Съпротивлението се състои от последователно свързаните съпротивления на излъчване и на загубите.

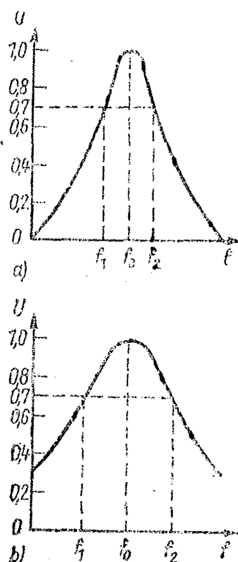
Резонансната честота на един трептящ кръг се определя от големината на самоиндукцията и капацитета по формулата $\omega L = \frac{1}{\omega C}$,

където $\omega = 2\pi f = 6{,}28\, f$ е кръговата честота;

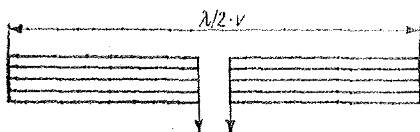
ωL — индуктивното съпротивление;

ωC — капацитивното съпротивление.

Резонансната честота на полувълновия дипол зависи от същите пара-



Фиг. 3.5
Зависимост на резонансната крива на излъчвателя от отношението L/C, широчината на пропусканата честотна лента $B = f_2 - f_1$; *a* — пропускана честотна лента при голямо отношение L/C, *b* — пропускана честотна лента при малко отношение L/C



Фиг. 3.6
„Дебел" дипол, състоящ се от по 5 отделни проводника във всяко рамо на дипола

метри. Индуктивността, както и капацитетът — а с това и резонансната честота — се определят главно от геометричните размери на излъчвателя.

Ако се пренебрегнат кръговите загуби, качественият фактор на един трептящ кръг зависи главно от отношението L/C. При голямо отношение L/C (голяма самоиндукция и малък капацитет) се получава един тесноленгов и с остра резонансна крива кръг, при малко отношение L/C (малка самоиндукция и голям капацитет) кръгът е широколентов, с по-малко остра резонансна крива. Широчината на честотната лента на трептящия кръг зависи от качествения му фактор и може да се определя от резонансната крива (фиг. 3.5). Същите резонансни криви могат да се получат и от един полувълнов дипол, когато той се намира в хомогенно електромагнитно поле. Трябва да се измерва антенното напрежение, като се поддържа постоянна напрегнатост на полето и се изменя честотата. Най-голяма стойност на напрежението се получава при резонансната честота на антената f_0. Тази стойност се приема за единица (1,0). Честотните марки f_1 и f_2 означават честотите под и над f_0, при които напрежението спада до ниво 0,7(−3 dB). Абсолютната широчина на честотната лента B се получава от разликата f_2—f_1. Относителната широчина на честотната лента b, която представлява отношенията на широчината на честотната лента B към резонансната честота f_0, се пресмята по формулата

$$b = \frac{B}{f_0}. \tag{3.3}$$

Резонансната крива, показана на фиг. 3.5*а*, би се получила за един кръг с голямо отношение L/C, съответно за един дипол с малка широчина на честотната лента B. Кривата, показана на фиг. 3.5*в*, би се получила при малко отношение L/C или при един дипол с широка честотна лента.

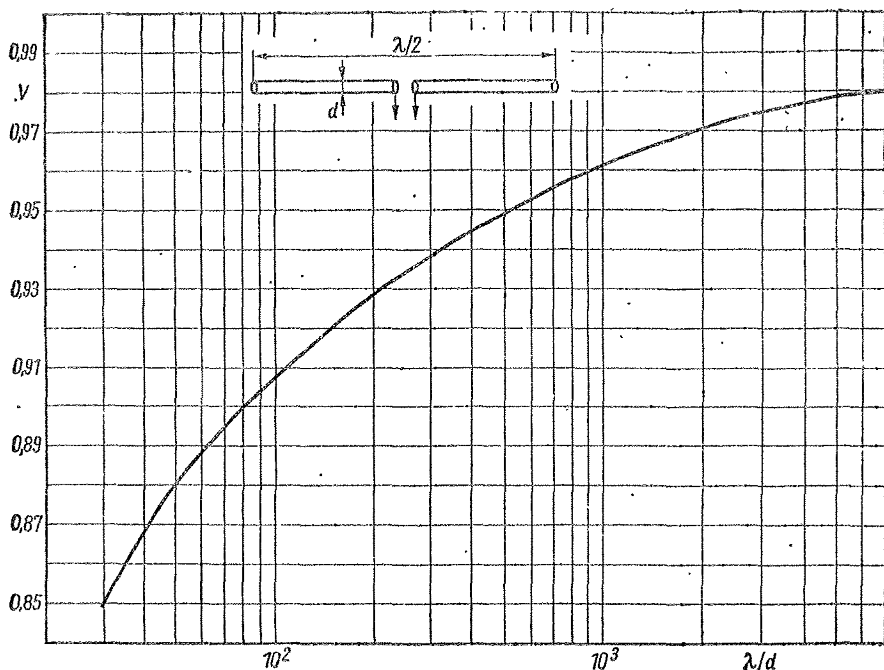
Сега ще бъде обяснено по какъв начин геометричните размери на един излъчвател определят отношението L/C и с това — широчината на честотната му лента. Един полувълнов дипол от относително тънък проводник има определена индуктивност L и определен капацитет C.

Ако няколко такива еднакви проводници се свържат паралелно, за да образуват един „дебел" дипол, както това е показано на фиг. 3.6, капацитетите на отделните проводници се сумират и общата им стойност става равна на 5C, докато при паралелното свързване на индуктивностите общата им стойност се намалява на 1/5 L. Даже от това опростено разглеждане може да се разбере, че един по-дебел дипол има по-малко отношение L/C и с това — по-широка честотна лента, отколкото един по-тънък дипол. Критерий за дебелината на антената дава използваната дължина на вълната. Отношението на дължината на вълната към диаметъра на излъчвателя (λ/d), както вече споменахме, се нарича коефициент на изтъняване.

Изразено, широколентовите антени се познават главно по голямата повърхност на излъчвателя (напр. плоските, цилиндричните и биконичните антени). Поради големия си капацитет те представляват един трептящ кръг с малко отношение L/C. Ако се изключат споменатите широколентови антени, коефициентът на изтъняване е практически без значение в късовълновия обхват, тъй като при най-често срещаните жични антени отношението λ/d е обикновено 5000 и по-голямо.

3.1.5. Коефициент на скъсяване

При досегашните разглеждания не беше правена разлика между електрическата и механичната дължина на излъчвателя. Фактически електрическата и механичната дължина на една антена биха били равни само тогава, когато антенният проводник може да се направи безкрайно тънък, като освен това се предполага, че проводникът се намира в свободното пространство. Всеки реален антенен проводник има



Фиг. 3.7. Зависимост на коефициента на скъсяване на полувълновия дипол от отношението дължина на вълната/диаметър на проводника

обаче определена дебелина, той трябва да бъде фиксиран в някакво положение чрез закрепващи елементи и се намира на крайно разстояние от повърхността на земята и от други обекти. При тези обстоятелства необходимата за резонанс механична дължина трябва да бъде намалена спрямо електрическата дължина на излъчвателя.

Влиянието на коефициента на изтъняването върху коефициента на скъсяването V става ясно, когато си представим, че един по-дебел излъчвател има по-голям капацитет, отколкото също толкова дълъг, но по-тънък излъчвател. Резонансната честота на всеки трептящ кръг, чийто капацитет се увеличава, намалява. Поради това и резонансната честота на дебел излъчвател е по-ниска от тази на също толкова дълъг, тънък проводник. За да се изравнят резонансните честоти на двата излъчвателя, трябва да се компенсират по-големият капацитет на дебелия излъчвател чрез намаляване на дължината на проводника. Ето защо при една и съща резонансна честота по-дебелият излъчвател трябва да бъде по-къс.

На фиг. 3.7 е показана зависимостта на коефициента на скъсяване на полувълновите диполи от коефициента на изтъняване λ/d.

Пример

Трябва да се намери механичната дължина на полувълнов дипол за 144 MHz, който ще бъде направен от алуминиева тръба с диаметър d, равен на 25 mm.

Съответствуващата на 144 MHz дължина на вълната е точно 208 cm. Оттук може да се пресметне отношението λ/d:

208 cm : 2,5 cm ≈ 80.

От кривата (фиг. 3.7) може да се види, че на коефициент на изтъняване 80

съответствува коефициент на скъсяване $V=0,90$. Следователно механичната резонансна дължина на полувълновия дипол е

$$\frac{\lambda}{2} \cdot V = 208 \cdot 0,90 = 93,6 \text{ cm}.$$

При използуването на тръба, дебела само 10 mm, същият дипол би трябвало да бъде дълъг 96,7 cm ($\lambda/d \approx 200$, откъдето $V=0,93$). Формулата

$$l = \frac{141}{f},$$

където l е механичната дължина в m, а f — резонансната честота в MHz, се използува за приблизително изчисляване на дължината на полувълнови диполи за честоти, по-големи от 30 MHz. Тя има само ограничено приложение, защото в нея се приема, че коефициентът на изтъняване има постоянна стойност (300), което отговаря на постоянен коефициент на скъсяване от 0,94.

При изчислението на полувълнови диполи за късовълновия обхват се използуват предимно подобни емпирични формули. В този обхват коефициентът на изтъняване обикновено има стойности, по-големи от 5000 и се изменя съвсем слабо в зависимост от отношението λ/d. Ето защо е допустимо в този обхват да се приема постоянен коефициент на скъсяване. Формулата

$$l = \frac{142,2}{f}, \qquad (3.4)$$

където l е в m, а f — в MHz, или

$$l = \frac{142\,200}{f}, \qquad (3.5)$$

където l е в m, а f — в kHz,
е достатъчно точна за всички практически случаи. Тя обаче е валидна само за полувълнови диполи.

В последните две формули е приет коефициент на скъсяване 0,955. От фиг. 3.7 се вижда, че при коефициент на изтъняване 5000 би трябвало коефициентът на скъсяване да бъде точно 0,98. Очевидно тук е въведено допълнително скъсяване, което отразява натрупания практически опит. Един такъв допълнителен коефициент на скъсяване наистина съществува, той се дължи на така наречения *краев ефект*. Известно е, че жичните антени — а те се използуват предимно в късовълновия обхват — се закрепват в краищата с керамични изолатори. Тези изолатори и укрепващите ги жични примки представляват един допълнителен капацитивен товар в края на антената, чието влияние трябва да бъде компенсирано чрез скъсяване на проводника.

Освен този при късовълновите антени се появяват и редица други капацитивни товари, чиято стойност е трудно да бъде преценена предварително. Те се дължат на близостта на антенния проводник до повърхността на земята (разстоянието възлиза най-често на само част от дължината на вълната), както и на близостта на сгради, свободно висящи проводници и други подобни препятствия.

Краевият ефект няма някакво особено значение при УКВ-антените, защото антенните проводници в същност най-често са алуминиеви тръби, които не се нуждаят от закрепване с изолатори в краищата. Влиянието на околната среда също може да бъде поддържано достатъчно малко, тъй като в повечето случаи е възможно УКВ-антената да бъде поставена на място, отдалечено на няколко дължини на вълната от земната повърхност и другите препятствия.

3.1.6. Ефективна дължина (ефективна височина) на полувълновия дипол

Големината на напрежението, което една антена може да отнеме от обкръжаващото я електромагнитно поле, зависи от следните два фактора:

— от напрегнатостта на електромагнитното поле в мястото на антената;

— от ефективната (действуващата) дължина, съотв. височина на приемната антена.

Ако един проводник, например полувълнов дипол, се постави в електромагнитно поле, в него се индуктира напрежение. Независимо от дължината на вълната това напрежение се увеличава толкова повече, колкото по-дълъг е антенният проводник.

Когато един дипол е в резонанс, токът в него се разпределя синусоидално. При това най-активно излъчва-

енергия тази част от проводника, в която токът е максимален. Ето защо и действуващата (ефективна) дължина на един дипол не е равна на механичната му дължина. Ефективната дължина на полувълнов дипол се изчислява по формулата

$$L_{eff} = \frac{\lambda}{\pi}, \tag{3.6}$$

където L_{eff} и дължината на вълната λ имат еднакви димснсии, а $\pi = 3{,}14$. След заместване на дължината на вълната λ чрез честотата f се получава

$$L_{eff} = \frac{95{,}5}{f}, \tag{3.7}$$

$$\left(\lambda = \frac{c}{f} \rightarrow L_{eff} = \frac{c}{\pi} \cdot \frac{1}{f} = 9{,}55.10^7 \text{ m/s} \cdot \frac{1}{f} = 95{,}5 \text{ m} \cdot \frac{1}{f}\right),$$

където f е в MHz.

Напрежението, което се индуктира в приемния дипол, може да бъде изчислено, ако са известни напрегнатостта на електрическото поле E в мястото на приемане и ефективната дължина на дипола:

$$U = E.L_{eff}. \tag{3.8}$$

Оттук следва

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{3{,}14} \tag{3.9}$$

и

$$U = E \cdot \frac{95{,}5}{f}, \tag{3.10}$$

където f е в MHz.

Индуктираното в полувълновия дипол напрежение се предава към приемника. Максималното количество енергия се предава тогава, когато съпротивлението в точките на захранване на антената е равно на входното съпротивление на приемника. В този случай — *при съгласуване*, половината от индуктираното в дипола напрежение достига до входа на приемника. Втората половина се излъчва отново от антената под формата на електромагнитни трептения. Причината за това е, че съпротивлението на антената и входното съпротивление на приемника са свързани паралелно. Тъй като двете съпротивления имат еднаква стойност, общото напрежение трябва да се раздели равномерно между тях, така че на всяко отделно съпротивление се пада половината от цялото напрежение.*

Напрежението, което се получава на входа на приемника при използуване на полувълнови диполи, се пресмята по формулата

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{6{,}28}, \tag{3.11}$$

където U е напрежението на входа на приемника в μV, E — напрегнатостта на полето в мястото на приемане в μV/m, λ — дължината на вълната в m, 6,28 — константа, равна на 2π.

Ако се замести λ с честотата f, се получава

$$U = E \cdot \frac{47{,}8}{f}, \tag{3.12}$$

където f е в MHz.

Ефективната дължина на антената участвува във всички формули на изчисляване на изходното напрежение. Ако досега не стана дума за ефективната височина на антената, то е защото ефективната дължина и ефективната височина са математически еднакви. Те се различават само по начина на разглеждане, т. е. при симетричните антени се говори за ефективната им дължина, докато за несиметричните антени се използува терминът ефективна височина. Последният изобщо не е свързан с височината, на която е

* Това обяснение е погрешно. Когато две съпротивления са свързани паралелно, напрежението, което пада върху тях, е едно и също, но е равно на цялото напрежение на захранващия източник. Правилно е да се приеме, че антената е източник на напрежение с вътрешно съпротивление, равно на входното съпротивление на приемника. При равенство на съпротивленията падът на напрежение върху всяко от тях е равен на половината от цялото напрежение на източника *(заб. прев.)*.

издигната антената над земята, нито пък с дължината на носещата мачта.

При оценката на горните формули може да се направи следната констатация: при постоянна напрегнатост на полето E напрежението U, индуктирано в един резонансен полувълнов дипол (и във всяка друга антена) е толкова по-голямо, колкото е по-голяма дължината на вълната.

3.2. Насочено действие и усилване на антените

Една антена, която излъчва енергия напълно равномерно във всички посоки, се нарича *сферичен* или *изотропен* излъчвател.

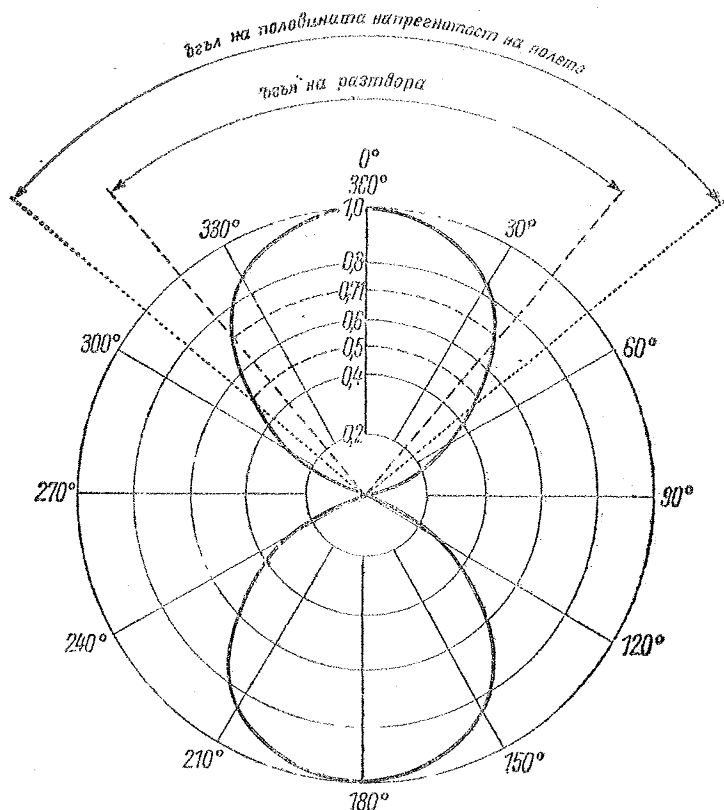
Изразът *„сферичен излъчвател"* подсказва, че той няма насочено действие. За онагледяването на тези процеси може да се използува едно сравнение от оптиката: Ако в центъра на една стъклена сфера се постави един точковиден източник на светлина, той би осветил равномерно цялата повърхност на сферата. Това значи, че яркостта (плътността на излъчването) във всички точки от повърхността на сферата е еднаква. Все пак един такъв сферичен излъчвател не може да се реализира практически. Той съществува само в теорията и е приет за сравнителни цели. От тази констатация следва, че всяка практически изпълнима антена никога не излъчва равномерно във всички посоки на пространството. Всяка антена има насочено действие, което се описва с нейната *характеристика на насочено действие*. За да може да се построи тази характеристика съвсем точно, би трябвало тя да се представи пространствено. Обаче, тъй като пространственото разпределение на плътността на излъчването не може да се възпроизведе чрез начертаване върху плоскост, характеристиката на насочено действие на антената се дава само в хоризонталната и вертикалната равнина.

Съществува пряка зависимост между характеристиката на насочено действие и усилването на антената. Тя може също да се обясни добре чрез сравнението със стъклената сфера. Ако централният източник на светлината се снабди с рефлектор (напр. параболично огледало), съществуващото светлинно излъчване се фокусира (насочва). Това означава, че ще бъде осветена само ограничена част от повърхността на сферата, площта на която зависи само от степента на насоченост. Плътността на излъчването върху тази част от сферичната повърхност обаче е много по-голяма, тъй като всички части на излъчването, които преди осветяваха равномерно цялата повърхност на сферата, сега са концентрирани само върху една ограничена част от нея. Плътността на излъчването е толкова по-голяма, колкото по-остро е фокусирано лъчението. Заради това и усилването на плътността на излъчване в сравнение със сферичното осветяване зависи пряко от характеристиката на насочено действие. Както усилването, така и характеристиката на насочено действие на антената изразяват концентрирането на излъчването в определени посоки.

3.2.1. Диаграма на насоченост на излъчването

Излъчвателните характеристики на антените се описват с няколко почти еднакви по смисъл понятия. Когато се говори за *диаграма на насоченост на излъчването* или за *характеристика на насоченост*, става дума за представянето на излъчвателни характеристики на антената в пространствена координатна система. Въпреки това понякога се прави разлика между пространствена и равнинна *диаграма на насоченост* на излъчването. Последната се означава като диаграма на насочено действие. Тя представлява сечението на хоризонталната или вертикалната равнина с пространствената диаграма на насоченост на излъчването.

Диаграмата на насочено действие на антената се представя в полярна координатна система (съответно в част от нея) или в правоъгълна координатна система. Полярните координати се състоят от една мрежа от концентрични окръжности и вектори, които започват от центъра на окръжностите (фиг. 3.8). Концентричните окръжности съответствуват на различни стойности на напрежението, като центърът на кръга отговаря на стойност на напрежението нула. Векторите определят ъглите, съ-

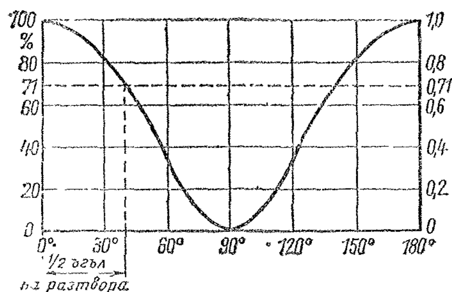


Фиг. 3.8. Нормирана диаграма на насочено действие на хоризонтален полувълнов дипол (*E*-равнина, ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 80°)

ответно — посоките. Прието е направлението на главния лъч да съвпада с ъгъл 0°. Отклонението от това правило се прави често при представяне на характеристиката на насочено действие във вертикалната равнина (вертикална диаграма на излъчване).

Представянето на диаграмата на насочено действие в правоъгълна координатна система (фиг. 3.9) не е така нагледно. Тъй като листовете на диаграмата на насочено действие са разположени до голяма степен симетрично, доста често при този начин на представяне се използува само един отрязък от 180° и ъгъл 0° се приема за посока на максимално излъчване. Ъгловите градуси от 0° до 180° са нанесени на хоризонталната ос (абсцисата), а по вертикалната ос са нанесени деления от 0 до 100% или отношението на напреженията U/U_{max}. Максималната измерена напрегнатост на полето, създадено от антената, т. е. основното излъчване, се приема равна на 1 (100%) и се нанася с ъгъл 0°. Всички следващи напрежения, които се измерват в границите на един ъгъл на завъртване от 180°, се делят на максималното напрежение и се нанасят в съответствие с отклонението от главната посока на излъчване. Кривата, която свързва точките, представляващи отделните измервания, представлява характеристиката на насочено действие.

При антените с несиметрични листове в диаграмата на излъчване абсцисната ос може да бъде удължена до 360°



Фиг. 3.9
Нормирана диаграма на насочено действие на хоризонтален полувълнов дипол, представена в правоъгълна координатна система (за ъгли от 0° до 180°)

и тогава диаграмата на излъчване се представя изцяло. Когато се чертае диаграмата на насочено действие на хоризонтално поляризирани антени във вертикалната равнина, най-често се обхващат ъглите от 0 до 90° . На фиг. 3.8 и 3.9 са показани за пример диаграмите на насочено действие на хоризонтален полувълнов дипол в хоризонталната равнина. Широчината на лъча в направлението на главния лъч на една антена се нарича *ъгъл на разтвора* на диаграмата. За да се определи този ъгъл, се приема точката с най-голямо напрежение (главната посока на приемане) за точка с напрежение 1,0 и след това се търсят двете точки от листа на диаграмата, в които напрежението спада до стойност 0,71 от максималната $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$ и съответствува на намаляване на мощността с 50% (—3 dB). Както е показано на фиг. 3.8, от центъра на кръга се прекарва по една права до така определените точки. Тези прави образуват рамената на търсения ъгъл на разтвора. Ъгълът на разтвора понякога се означава и като *ъгъл на половината мощност*, тъй като плътността на излъчването (мощността) от двете страни на максимума е спаднала наполовина (намалението на напрежението до стойност 0,71 е еквивалентно на намаление на мощността с 50%). Ъгълът на разтвора при представяне на диаграмата на насочено действие в правоъгълната координатна система се определя по аналогичен начин. Диаграмата на насочено действие обикновено се дава за хоризонталната и вертикалната равнина и затова се прави разлика между хоризонталния и вертикалния ъгъл на разтвора.

Много често се среща и понятието *ъгъл на половината напрегнатост на полето.* То се отнася до точките от двете страни на главния максимум, в които напрежението спада до 50% от максималната стойност. Спадането на напрежението наполовина съответствува на намаление на мощността със 75%, т. е. на намаление на мощността с 6 dB. Ъгълът на половината напрегнатост на полето е начертан на фиг. 3.8 с пунктирана линия.

Коефициентът на насочено действие на антената или *подтискането на излъчването в обратна посока* представлява отношението на максималното напрежение, нанесено при ъгъл 0°, и напрежението, отчетено при ъгъл 180°. Това отношение се дава в децибели (вж. глава 3.3).

По-рядко се употребява терминът *подтискане на излъчването в странична посока.* По аналогичен начин той представлява отношението между напреженията, отчетени при ъгъл 0° и 90° (съответно 0° и 270°).

Точките на диаграмата на насочено действие, в които напрежението е практически нула, се означават като *нулеви точки.* Те имат значение при телевизионното приемане, например когато трябва да бъде избягнат предавател, който смущава приемането на телевизионната програма. В такива случаи антената се извърта така, че нулевите точки в нейната диаграма на насочено действие да съвпаднат с посоката на смущаващия предавател.

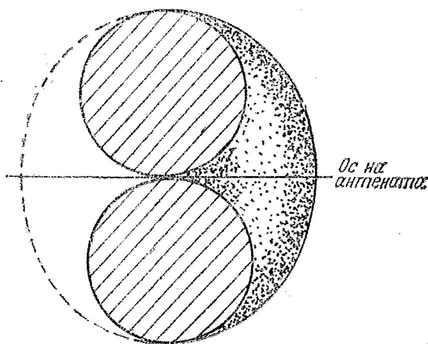
Освен главния лист в диаграмата на насоченост често се срещат повече или по-малко изразени *странични листове.* Повечето от тях са нежелателни, защото влияят на ясно изразеното насочено действие. Отношението на макси-

малното напрежение (в посоката на главното излъчване) към напрежението на един от страничните листове се нарича *поотискане на страничните листове*. Посоката на означения по този начин страничен лист се задава в ъглови градуси спрямо направлението на главния лъч (0°).

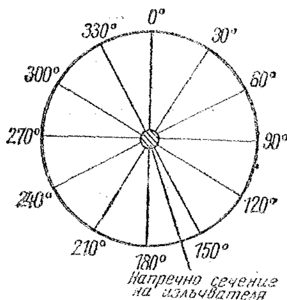
Диаграмата на насочено действие се нарича нормирана, когато максималното напрежение U_{max} в направлението на главния лъч се приеме за 1,0 (100%), а всички останали, зависещи от направлението напрежения се нанасят в отношение спрямо U_{max} по формулата $\frac{U}{U_{max}}$ (вж. фиг. 3.8 и 3.9).

3.2.2. Характеристика на излъчване на полувълнов дипол

Пространствената характеристика на излъчването би могла да бъде представена като тороид, чиято централна ос е образувана от антенния проводник (фиг. 3.10). В този случай оста на антената е водоравна, затова диполът е поляризиран хоризонтално. За да се онагледи характеристиката, на фиг. 3.10 е направен един хоризонтален разрез на тороида по протежение на оста на излъчвателя. Щрихованите площи на разреза представляват диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина в съответствие с фиг. 3.8.



Фиг. 3.10. Пространствено представяне на диаграмата на насочено действие на хоризонтален полувълнов дипол (показан е частичен разрез на тороида)



Фиг. 3.11. Диаграма на насочено действие на един хоризонтален полувълнов дипол във вертикалната равнина (*E*-равнина, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 360°)

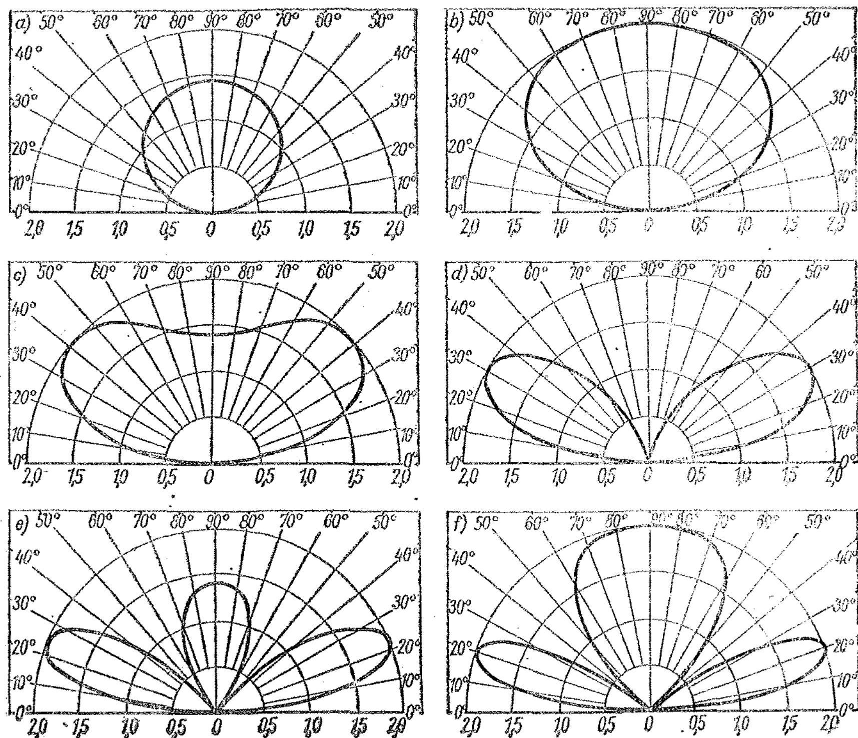
Вижда се, че главното направление на излъчване на полувълновия дипол в свободно пространство е винаги перпендикулярно на оста на проводника. Тази констатация е в сила и тогава, когато диаграмата на насочено действие се разглежда в някоя друга равнина. Ако се гледа напречно на сечението на антенния проводник и се направи радиален разрез на тороида, се получава диаграма на насочено действие във формата на окръжност с център напречното сечение на проводника. Това е диаграмата на насочено действие на намиращ се в свободното пространство хоризонтален полувълнов дипол (фиг. 3.11). Ако диполът беше поляризиран вертикално, би трябвало кръговата диаграма на фиг. 3.11 да се означи като диаграма на насочено действие на вертикален дипол в хоризонталната равнина, а диаграмата, показана на фиг. 3.8 — като диаграма на насочено действие на същия дипол във вертикалната равнина.

За да се опростят и онагледят тези малко сложни обозначения, се използват означенията *E-равнина* и *H-равнина*. *E*-равнината отразява хода на електрическите силови линии в плоския вълнов фронт, а *H*-равнината — хода на магнитните силови линии (вж. глава 1.1.5). При линейно поляризирани антени надлъжната ос на антенния проводник отговаря на електрическите силови линии. Затова диаграмата, показана на фиг. 3.8, възпроизвежда винаги картината на излъчване на антената в равнината *E* независимо от това, дали поляризацията на дипола

е хоризонтална, вертикална или наклонена. По аналогичен начин фиг. 3.11 винаги представлява една диаграма в равнината *H*, защото е построена в равнината, успоредна на вектора на напрегнатостта на магнитното поле *H*.

3.2.2.1. *Промени на диаграмата на насочено действие на хоризонталните антени под влиянието на околната среда*

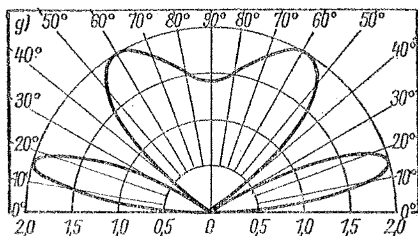
Досега описаните диаграми на насочено действие се отнасят за случаите, когато антената се намира в свободното пространство или поне много високо над земята и достатъчно далеч от други обекти. „Много високо" и „достатъчно далеч" са относителни понятия; те трябва да се разглеждат винаги във връзка с използуваната дължина на вълната. Така например една антена за любителския обхват 2 m, монтирана на мачта, висока 10 m, може да се смята вече за достатъчно високо поставена, защото тя е разположена на 5 дължини на вълната над земната повърхност. При желание да се монтира антена за обхвата 40 m на 5 λ от земята антенната мачта трябва да бъде висока 200 m, защото в този случай 10 m са само 1/4 от дължината на вълната. От това следва, че късовълновите антени — най-малкото тези на радиолюбителите — не могат да се поставят на такава височина и на такова разстояние от другите обекти, че да може да се пренебрегне влиянието на околната среда.

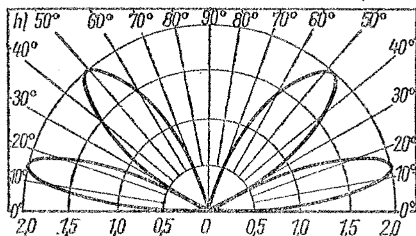


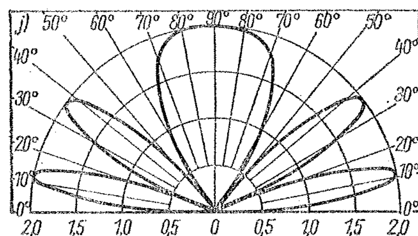
Фиг. 3.12. Зависимост на ъгъла на възвишение на полувълнов дипол от височината на окачв — височина 1/8 λ над „идеална" земя; *b* — височина 1/4 λ, *c* — височина 3/8 λ, *d* — височина 1/2 λ, *e* — височина 5/8 λ, *f* — височина 3/4 λ.

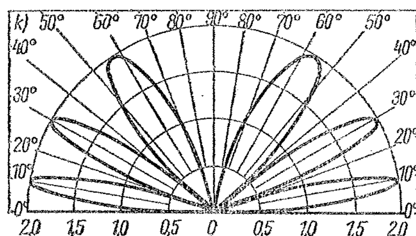
Когато една антена се намира в близост до земната повърхност, нейните характеристики се изменят вследствие на отраженията от земята. Това се отнася особено за съпротивлението на излъчване, коефициента на скъсяване и диаграмата на насочено действие. В каква степен настъпват такива изменения на характеристиките — това зависи от височината, на която е поставена антената (по отношение на дължината на вълната), от направлението ѝ спрямо земната повърхност и от електрическите свойства на почвата.

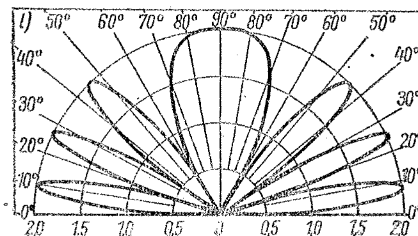
Особено значение за практиката има въздействието на околната среда върху характеристиката на насоченост на излъчването на хоризонтално разположени излъчватели. Ако се разгледа диаграмата на насочено действие на един хоризонтален дипол във вертикалната равнина, която в свободното пространство е напълно кръгообразна (вж. фиг. 3.11), може да се види, че при приближаването на този излъчвател към повърхността на земята излъчването под ъгъл, по-голям от 90° и по-малък от 270°, става по посока на земята и се отразява отново от нея. В зависимост от височината на атената (време на закъснение) и структурата на земната повърхност отразените вълни се комбинират с директните, така че при определени вертикални ъгли съществува съвпадение по фаза между директната и отразената вълна, а при други вертикални ъгли двете вълни са в противофаза. Ако отражението от земята е пълно (идеален случай), частите на директната и отразената вълна при синфаз-

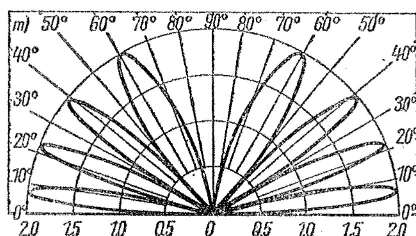












ване над идеално провеждаща земна повърхност:
g — височина 7/8 λ, h — височина 1 λ, j — височина 1 1/4 λ, k — височина 1 1/2 λ,
l — височина 1 3/4 λ, m — височина 2 λ

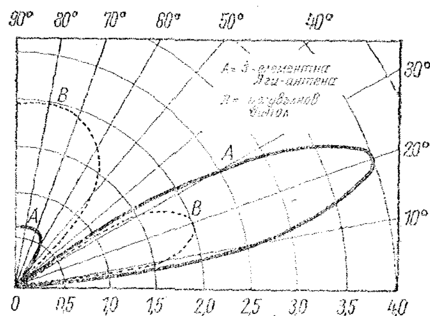
ност се сумират, а когато са в противофаза, взаимно се компенсират (нулеви зони). Между тези два крайни случая се получават междинни стойности (като разлика на директната и отразената вълна), които зависят от фазата на отразения сигнал.

На фиг. 3.12 може да се види как височината на един полувълнов дипол (в зависимост от дължината на вълната) влияе върху диаграмата на излъчване във вертикалната равнина, когато диполът се намира над идеално отразяваща земна повърхност. Даден е един коефициент на умножение, който достига максималната теоретически възможна стойност от 2,0 винаги когато директната и отразената вълна имат еднакви фаза и посока. Тъй като поради отражението от земната повърхност диаграмата на излъчване във вертикалната равнина се издига нагоре, като се образуват и много странични листове, е въведено понятието *ъгъл на максимално излъчване спрямо хоризонта*. Според фиг. 3.12 *d* например ъгълът на максимално излъчване спрямо хоризонта на един хоризонтален полувълнов дипол, разположен на височина 1/2 λ над идеално отразяваща земна повърхност, е 30° (коефициент на умножение 2,0). Може също така да се види, че при ъгли на възвишение 10° и 55° коефициентът на умножение е 1,0.

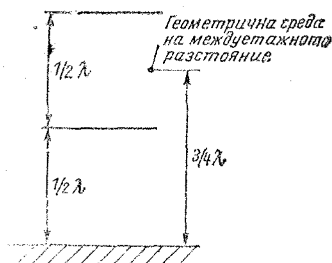
За да се оцени значението на ъгъла на максимално излъчване във вертикалната равнина при установяването на радиовръзки на големи разстояния (DX-връзки), трябва да се разгледа разпространението на пространствената вълна (вж. глава 2.). Известно е, че късовълнови радиовръзки на големи разстояния се осъществяват благодарение на отражението от йоносферата. С увеличаването на честотата сигналът трябва да навлиза в йоносферата под все по-малък ъгъл, за да може да бъде отразен от нея. Границите на оптималните ъгли на възвишение за отделните любителски обхвати са приблизително следните:

40-m обхват — от 12° до 40°
20-m обхват — от 10° до 25°
15-m обхват — от 7° до 20°
10-m обхват — от 5° до 14°

От това следва, че енергията, която една антена излъчва под ъгъл, по-голям от 40° и по-малък от 5°, не е полезна за установяване на далечни радиовръзки. Освен това излъченият под много малък ъгъл сигнал, който се разпространява почти тангенциално на земната повърхност, се поглъща много силно от нея. При определяне на оптималните ъгли на възвишение се взима пред вид това, че йоносферата постоянно променя състоянието си. С всяка промяна на състоянието на йоносферата се изменя и оптималният ъгъл на излъчване. Най-голямата височина, на която може да бъде монтирана антената, е винаги най-добрата, но още при височина на антената 10 m може да се разчита на добри DX-резултати в обхватите 10, 15 и 20 m, докато за една антена за обхвата 40 m височината на монтиране не трябва да бъде под 15 m. Тези минимални височини се препоръчват, когато в близост до антената няма други обекти. Близкоразположените отразяващи обекти предизвикват намаление на ефективната височина на антената и промени в характеристиката на насочено действие, които е трудно да се предвидят. Хоризонтално поляризираните антени са особено чувствителни спрямо свободно висящи проводници от всякакъв вид, водосточни тръби на олуци и водоравни проводници на гръмозащитните инсталации, разположени по покривите. Влиянието на подобни обекти може обаче да се пренебрегне, ако размерите им са много по-малки от половината дължина на вълната, пресметната за работната честота на антената. Така



Фиг. 3.13. Диаграма на насочено излъчване във вертикалната равнина на 3-елементна Яги-антена (A) и на хоризонтален полувълнов дипол (B), разположен на височина 3/4 λ над идеално проводима земна повърхност



Фиг. 3.14. Определяне на ефективната височина на монтиране на етажирани хоризонтални антени, разположени над идеално проводима земна повърхност

например приемни телевизионни антени не оказват някакво отрицателно влияние върху разположените наблизо късовълнови антени. Излъчването на вертикалните антени се смущава особено много от вертикално разположени обекти, например метални мачти от всякакъв вид.

Важно е и това, че всички хоризонтално поляризирани антени, поставени на една и съща височина над земята, имат еднакви ъгли на излъчване във вертикалната равнина. Така например една *триелементна Яги*-антена, поставена на височина 3/4 λ от земята, има ъгли на излъчване спрямо хоризонта 20° и над 60°, същите, както и намиращ се на такава височина полувълнов дипол. Разлики има само в коефициента на умножение за отделните листове от диаграмата на излъчване. Заради характеристиката на насочено действие на антените от тип *Яги* излъчването под ъгъл, по-голям от 60°, се подтиска силно за сметка на това под ъгъл 20°, чиято мощност се увеличава (фиг. 3.13). Тази концентрация на енергията, излъчвана под малък ъгъл спрямо хоризонта, има особено значение за установяване на далечни радиовръзки. Разположените една над друга хоризонтално поляризирани антени (етажни антени) също се подчиняват на горното правило. В тези случаи трябва да се има пред вид само това, че за височина над земята се приема средната за всички етажи височина.

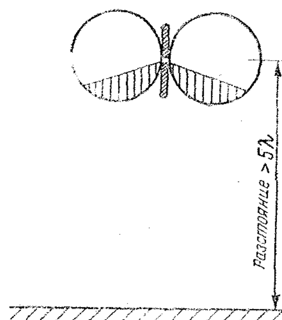
Пример

На фиг. 3.14 е показана двуетажна хоризонтална антена. Долният етаж е разположен на разстояние 1/2 λ от повърхността на земята, разстоянието между антените също е 1/2 λ. Следователно действителната височина на монтиране на антената над земята е 3/4 λ.

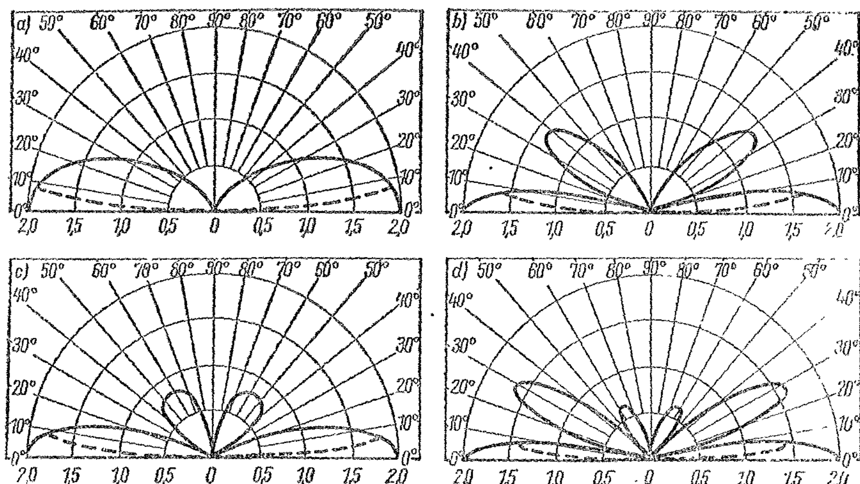
3.2.2.2. *Промени в характеристиката на насочено действие на вертикални антени под влияние на околната среда*

Вертикално поляризирани антени — с изключение на така наречената антена „граунд-плейн“ — се използват сравнително рядко от радиолюбителите за работа в късовълновия диапазон.

Във връзка с възможностите за ЧМ ретранслация вертикалната поляризация придобива все по-голямо значение в любителския обхват 2 m. Вследствие на отражението от земната повърхност диаграмата на излъчване на една вертикално поляризирана антена в *E*-равнината се деформира. В този случай в *E*-равнината е разположена вертикалната диаграма на излъчване на антената. На фиг. 3.15 е показана диаграмата на излъчване на един вертикален дипол във вертикалната равнина. Такава диаграма би съществувала, ако диполът се намира много високо над земята. Долната, защрихована част от листовете на диаграмата на излъчване трябва да покаже границата на ъглите, при които при доближаване до земята излъчената под тези ъгли енергия ще бъде отразена отново нагоре. Както вече беше казано в гл.



Фиг. 3.15. Диаграма на излъчване във вертикалната равнина на вертикален дипол



Фиг 3.16. Диаграми на излъчване във вертикалната равнина на вертикални полувълнови диполи. За височина на монтиране се приема разстоянието от земята до геометричната среда на дипола: *a* — височина на монтиране 1/4 λ над „идеална" земя, *b* — височина на монтиране 3/4λ, *c* — височина на монтиране 1/2λ, *d* — височина на монтиране 1 λ

3.2.2.1., отразените и директните вълни се сумират векторно в зависимост от изразената в λ *средна височина* на излъчвателя над идеално отразяваща земна повърхност. На фиг. 3.16 са показани диаграмите на излъчване във вертикалната равнина на вертикални полувълнови диполи, разположени на различна височина над земята. Забелязва се, че най-малкият възможен ъгъл на излъчване е 0°. Това би могло да означава, че направлението на главния лъч е приблизително тангенциално на земната повърхност. За съжаление това толкова удобно за разпространението на сигнала чрез йоносферата излъчване не може да се използува рационално, защото сигналите, излъчени с ъгъл на възвишение, по-малък от 5°, се поглъщат почти изцяло от земната повърхност. Кривите, начертани с прекъсната линия, показват тези загуби.

3.2.3. Усилване на антените

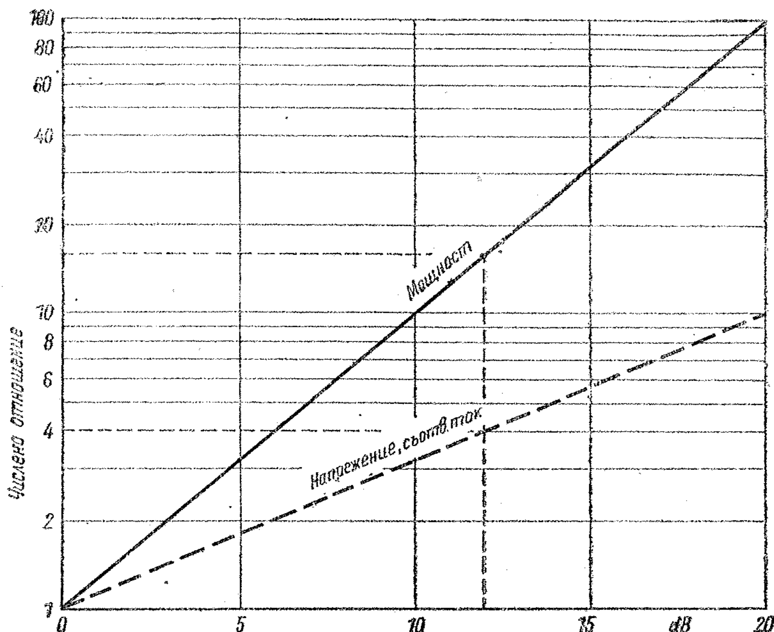
Усилването на антените е една сравнителна величина; тя се основава на избора на подходяща еталонна антена. Двете антени трябва да се намират в едно и също електромагнитно поле и да са ориентирани така, че да приемат максималната получавана мощност. Ако не е казано нищо друго, числото, което изразява усилването на антената, се отнася за усилването ѝ по направлението на главния лъч от диаграмата на приемане (излъчване).

Усилването на антената се дава като числово или логаритмично отношение. При това винаги трябва да се посочат ясно видът на еталонната антена и дефиницията на усилването.

3.2.3.1. *Дефиниция на усилването*

Усилването на една антена се дава като отношение на мощности. Усилването по мощност характеризира нарастването на мощността на приетия (излъчения) сигнал, което се дължи на използуването на една насочена антена вместо еталонната. Ако P_1 е мощността, която отдава антената към консуматора, а P_2 — мощността, която се получава от една съгласувана еталонна антена, разположена в същото електромагнитно поле, усилването на антената се определя от числовото равенство

$$G = \frac{P_1}{P_2}. \qquad (3.13)$$



Фиг. 3.17. Отношение на токове, напрежения и мощности в зависимост от усилването, дадено в dB

За по-удобно извършване на изчисленията усилването по мощност се изразява като логаритмично отношение в децибели (dB). Усилването е десеткратната стойност на логаритъма (при основа 10) на отношението на две кои да са мощности:

$$G=10\lg\frac{P_1}{P_2}, \qquad (3.14)$$

където G е в dB.

От формулата $P=\frac{U^2}{R}$ се вижда, че усилването може да се разглежда и като отношение на напрежения, стига товарното съпротивление на двата излъчвателя да бъде едно и също по стойност. В този случай усилването се определя по формулата

$$G=\frac{U_1}{U_2} \qquad (3.15)$$

и като логаритмично отношение

$$G=20\lg\frac{U_1}{U_2}, \qquad (3.16)$$

където G е в dB.

Пресмятането в децибели има преимуществото, че стойностите, дадени в dB, могат направо да се събират и изваждат. Например, ако се приеме, че една антена има усилване по мощност 12 dB, но загубите в захранващия проводник възлизат на 7 dB, усилването на цялата система е 12 dB — 7 dB=5 dB.

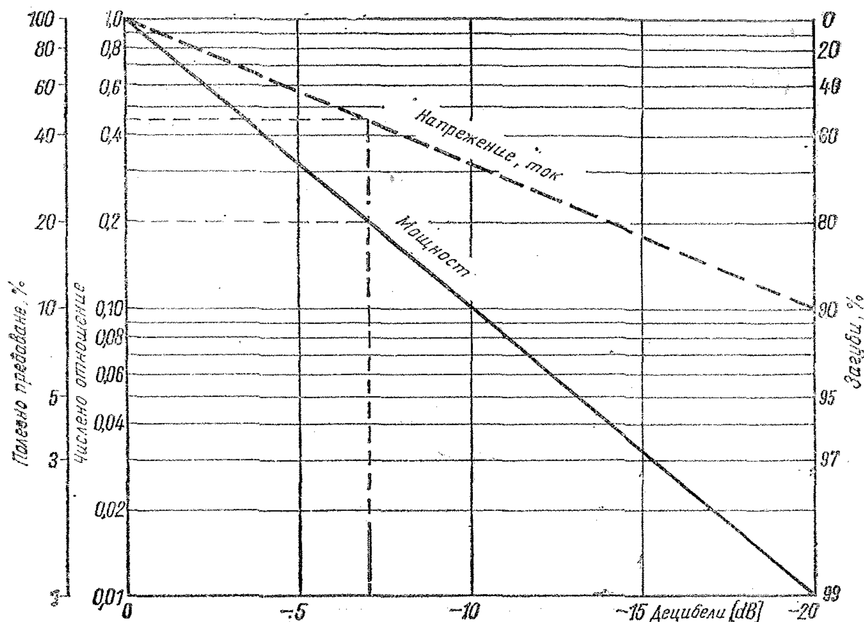
Понякога отношенията на токове, напрежения и мощности се задават в непери (Np). Най-често това става при изброяване на параметрите на захранващите кабели. Връзката между децибел и непер е следната:

1 Np=8,686 dB
1 dB=0,116 Np

От фиг. 3.17 може да се отчете отношението на токовете, напреженията и мощностите, когато усилването е зададено в децибели.

Пример

Един обикновен дипол създава на входа на приемника полезно напреже-



Фиг. 3.18. Отношение на токове, напрежения и мощности в зависимост от затихването, дадено в dB

ние 50 μV. Ако е необходимо полезно напрежение 200 μV, трябва да се използува по-ефективна насочена антена, която има усилване по напрежение 4 пъти (сравнена с дипола). За усилването се получава

$$G = 20\lg\frac{200}{50} = 12 \text{ dB}.$$

Същият резултат може да се получи по-бързо от фиг. 3.17. Примерът е вачертан с прекъсната линия. От същата фигура може да се отчете и съответното отношение на мощностите — 16 пъти.

Тъй като в антенната техника трябва да се пресмята и затихването, на фиг. 3.18 са показани отношенията на токовете, напреженията и мощностите, когато затихването е зададено в децибели.

Пример

Една телевизионна антена за III обхват е свързана към приемника чрез коаксиален кабел от типа 60-10-2, дълъг 100 m. Според проспектните данни затихването на сигнала по кабела е 7 dB. От фиг. 3.18 може да се отчете, че до приемника достига 0,45 (45%) от индуктираното в антената напрежение, съотв. 0,2 (20%) от антенната мощност. Това е показано на фиг. 3.18 с прекъсната линия.

В приложението са дадени таблици, от които направо може да се отчете отношението на токове, напрежения и мощности, когато то е зададено в децибели или непери, както и таблица за пресмятане на децибелите в непери и обратно.

3.2.3.2. *Еталонни антени*

Познатият вече *сферичен излъчвател*, наричан още и *изотропен излъчвател*, представлява еталонна антена, която се използува за теоретични сравнения. Плътността на излъчване на една такава антена има еднаква стойност във всички посоки на пространството, поради което характеристиката на насоченост на излъчването е сферична.

По-рядко като еталонна антена се използува елементарният дипол, наричан още *дипол на Херц* или *къс дипол* (с електрическа дължина $<\lambda/8$). За сравнителни цели се използува кръговата диаграма на излъчване на този дипол в H-равнината (равнината на напрегнатостта на магнитното поле). Заради това елементарният дипол се означава и като магнитен дипол. Тъй като той няма сферична характеристика на насоченост на излъчването, а има насочено действие, неговото усилване в сравнение с изотропния излъчвател е 1,5, съответно 1,76 dB.

Най-често за еталонна антена се използува полувълновият дипол, наричан и *нормален* дипол. Той има предимството, че характеристиките му се представят нагледно и че може да бъде съгласуван лесно с консуматора, съответно с генератора. Това се дължи на факта, че полувълновият дипол е резонансен елемент. Усилването му G е 1,64 пъти (2,15 dB), сравнено с това на изотропния излъчвател.

От казаното дотук се вижда колко е важно всеки път да се посочва видът на еталонната антена. Ако са дадени много големи цифри за усилването на антената, без да е посочен еталонният излъчвател, често съществува вероятността усилването да се дава в сравнение с изотропния излъчвател. Тъй като на практика усилването най-често се дава по отношение на нормалния дипол, при липсващи данни за вида на еталонната антена могат да се получат разлики до 2,15 dB.

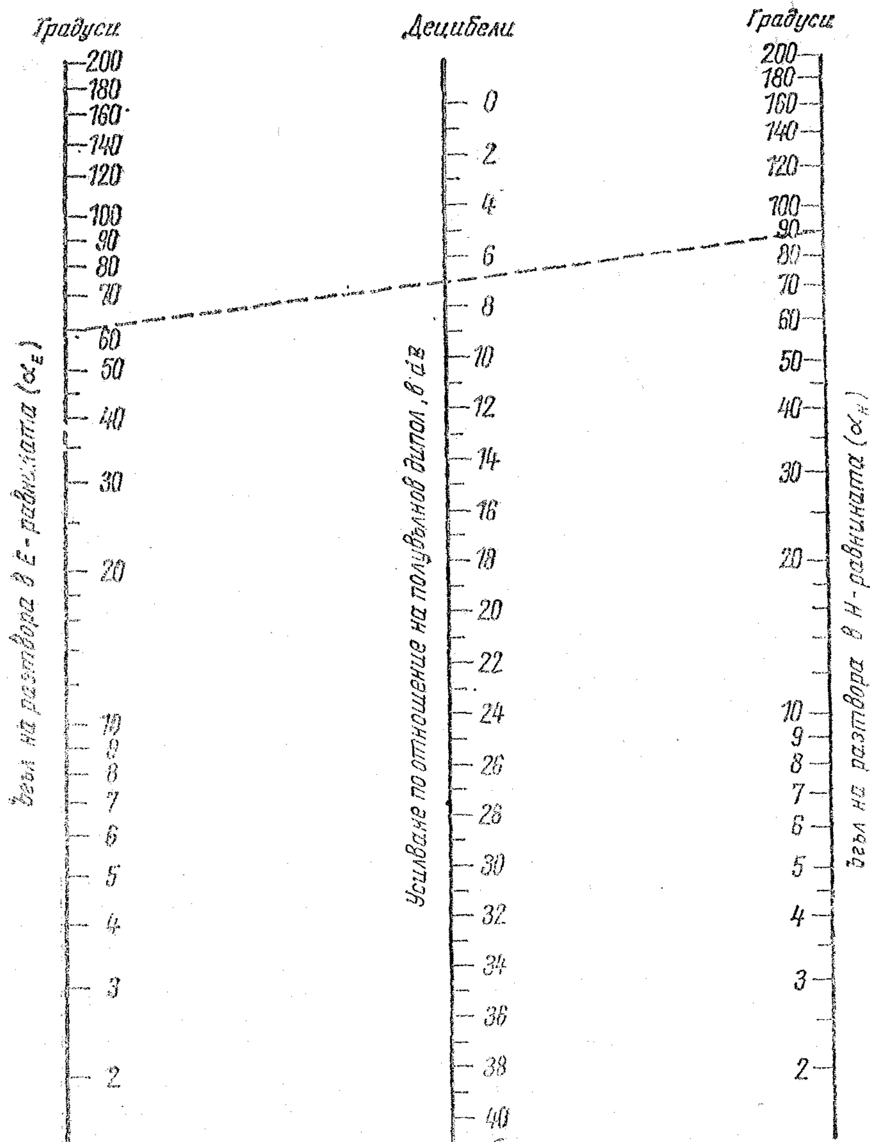
3.2.3.3. *Връзка между усилването и характеристиката на насочено действие*

Един изотропен излъчвател, който се намира в центъра на въображаема сфера, би облъчил равномерно повърхността на сферата. Това означава, че във всички точки от повърхността на сферата би съществувала еднаква плътност на излъчването S_k. Ако сферичният излъчвател се замени с една насочена антена, последната би облъчила при същата захранваща мощност само част от повърхността на сферата в съответствие с характеристиката на насочено действие. Съществуващата мощност се концентрира върху по-малка площ и поради това там плътността на излъчването е по-голяма (S_{max}). Отношението S_{max}/S_k изразява усилването G на една насочена антена по отношение на сферичен излъчвател. Плътността на излъчването S_k е частното от делението на излъчената мощност и повърхността на сферата ($4\pi r^2$):

$$S_k = \frac{P_s}{4\pi r^2}\,. \tag{3.17}$$

За съжаление плътността на излъчване на една насочена антена не може да се изчисли така просто, защото тя не е разпределена равномерно, както тази на сферичния излъчвател. Ако би могло да се направи видима площта, облъчена от насочена антена, тя не би изглеждала като светлинна зона с точно определени граници, а по-скоро като по-голямо или по-малко светлинно петно без рязко изразени граници между светлина и сянка. Затова облъчваната площ се дефинира така, че да се ограничава от ъглите на разтвора на насочената антена в хоризонталната и вертикалната равнина. Ъгълът на разтвора (вж. гл. 3.2.1.) обхваща частта от диаграмата на насочено действие, в която мощността от двете страни на максимума на излъчване спада наполовина (—3 dB). За повечето практически изпълними антени се приема, че „осветената" площ има формата на елипса, чиито голяма и малка полуос се определят от ъглите на разтвора в хоризонталната равнина α_E и във вертикалната равнина α_H.

Тъй като цялата излъчвана мощност не се концентрира само в зоната, за която е прието, че се облъчва от една насочена антена, не може чрез просто сравнение на площи или плътност на излъчването да се направят достоверни изводи за усилването на тази антена. Въпреки това има прости приблизителни формули, чрез които се получават резултати с достатъчна за практиката точност. При използуването на тези формули се предполага само това, че са известни ъгълът на разтвора в хоризонталната равнина α_E и ъгълът на разтвора във вертикалната равнина α_H. Числовата стойност на коефициента на усилване G_k (по отношение на изотропния излъчвател) се изчислява по формулата



Фиг. 3.19. Номограма за определяне на усилването на насочени антени по отношение на един полувълнов дипол при известни ъгли на разтвора в хоризонталната и вертикалната равнина. Пример (начертан с прекъсната линия): α_E=60°, α_H=90, G=7dB

$$G_к=\frac{44\,300}{\alpha_E.\alpha_H}, \qquad (3.18)$$

където α_E е ъгълът на разтвора в E-равнината, α_H ъ — гълът на разтвора в H-равнината.

Ако усилването, както обикновено, трябва да се даде по отношение на полувълнов дипол, се получава

$$G_{\lambda/2}=\frac{27000}{\alpha_E.\alpha_H}. \qquad (3.19)$$

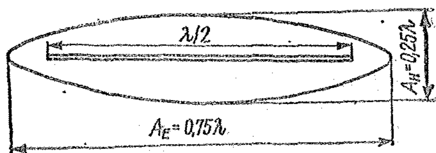
Усилването по отношение на полувълнов дипол, изразено в децибели, се изчислява по формулата

$$G_{\lambda/2}=10\lg\frac{27000}{\alpha_E.\alpha_H}. \qquad (3.20)$$

На фиг. 3.19 е дадена номограма, която е съставена въз основа на тези формули. Тя позволява директно отчитане на усилването на антената в децибели при известни ъгли на разтвора α_E и α_H. Когато са известни усилването и само единият ъгъл на разтвора, неизвестният ъгъл също може да бъде определен по номограмата.

Във формулите и номограмата не са отчетени загубите. Те се дължат на крайната проводимост на материала, от който е направен антенният проводник, на диелектрични загуби и на разсъгласуване. Предполага се освен това, че подтискането на обратното излъчване и на страничните листове в диаграмата на насочено действие е по-голямо от 10 dB.

Насоченото действие на една антена може да се характеризира и с понятието *ефективна повърхност*. Това представлява една въображаема повърхност, разположена перпендикулярно на посоката на излъчване, през която преминава същата мощност, каквато може да бъде отнета от полето от една съгласувана приемна антена. С други думи, това е зоната на действие на антената, от която тя извлича приеманата енергия. Тази ефективна повърхност не е равна на геометричните размери на антената и в зависимост от вида и тя може да бъде по-голяма или по-малка от тях. Отношението на ефективната повърхност на антената към геометричната ѝ повърхност се нарича *коефициент на използуване на повърхността на антената.*



Фиг. 3.20. Ефективна повърхност на полувълновия дипол

Ефективната повърхност A и усилването G на коя да е антена са взаимно пропорционални. Това следва от равенството

$$A=\frac{\lambda^2.G_к}{4\pi} \qquad (3.21)$$

и

$$G_к=\frac{4\pi A}{\lambda^2}. \qquad (3.22)$$

В тези формули $G_к$ е числовата стойност на усилването на антената по отношение на един сферичен излъчвател.

Ефективната повърхност на един полувълнов дипол А, изразена в λ^2, е равна на

$$A=\frac{1{,}64}{4\pi}=\frac{1{,}64}{12{,}566}=0{,}1305\lambda^2. \qquad (3.23)$$

В този случай $G_к$ е 1,64, защото полувълновият дипол има усилване 1,64 по отношение на един сферичен излъчвател (вж. гл. 3.2.3.2.). Ефективната повърхност на полувълновия дипол има форма на елипса с размери приблизително 0,25 $\lambda\times$0,75 λ (фиг. 3.20).

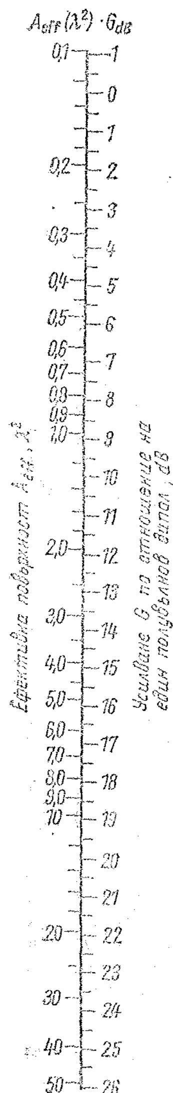
Тъй като усилването G, общо взето, се дава по отношение на полувълнов дипол, в много случаи е по-просто да се пресметне ефективната повърхност на антената, като се използува резултатът от формула (3.23). Ефективната повърхност на един полувълнов дипол, изчислена по (3.23), е приблизително равна на 0,13 λ^2. За това е достатъчно числовата стойност на усилването на каква да е антена по отношение на един полувълнов дипол да се умножи с 0,13, за да се получи нейната ефективна повърхност:

$$A=0{,}13\,G, \qquad (3.24)$$

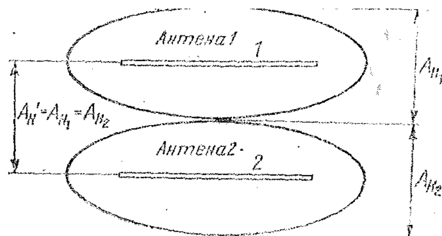
където A е в λ^2.

Пример

За една антена е дадено усилване по мощност 7 dB, което съответствува на числово значение на усилването 5,0 по отношение на един полувълнов дипол. Ефективната повърхност A на тази антена е равна на $5{,}0\times 0{,}13 = 0{,}65\ \lambda^2$.



Фиг. 3.21
Зависимост на ефективната повърхност на каква да е антена A от усилването в dB, зададено спрямо усилването на един полувълнов дипол



Фиг. 3.22. Оптимално разстояние между две антени, определено въз основа на ефективните им повърхности

Фигура 3.21 може да се използува за бързо определяне на ефективната повърхност A на каква да е антена, когато нейното усилване е дадено в децибели по отношение на един полувълнов дипол.

Ефективната повърхност на антената придобива значение, когато няколко насочени антени се наредят в група една до друга или една над друга. В този случай е в сила правилото, ефективните повърхности на отделните антени да не се припокриват, в противен случай се намалява възможното усилване. Затова по възможност разстоянията между антените трябва да се избират така, че ефективните им повърхности да граничат една с друга (фиг. 3.22). Ако например се поставят две хоризонтални *Яги*-антени една над друга, разстоянието по вертикала A_H между двете антени трябва да е най-малко равно на височината на ефективната повърхност на едната антена в H-равнината.

Размерът на ефективната повърхност на антената в H-равнината A_H и в E-равнината A_E, изразен в дължини на вълната, се изчислява за елипсовидна или кръгова форма на ефективната повърхност по формулите

$$A_H = 2\sqrt{\frac{A.\alpha_H}{\pi.\alpha_E}} \tag{3.25}$$

и

$$A_E = 2\sqrt{\frac{A.\alpha_E}{\pi.\alpha_H}}, \tag{3.26}$$

където A_H и A_E са в λ.

Пример

Една Яги-антена има ъгли на разтвора $\alpha_E=58°$ и $\alpha_H=83°$. Две такива хоризонтално поляризирани антени трябва да бъдат поставени една над друга (вертикално разнасяне). Какво е оптималното разстояние между етажите?

От фигура 3.19 при ъгли на разтвора $\alpha_E=58°$ и $\alpha_H=83°$ се отчита усилване 7,7 dB по отношение на един полувълнов дипол.

Според фиг.3.21 на усилване 7,7 dB съответствува ефективна повърхност A, равна на 0,8 λ^2. Височината A_H на ефективната повърхност на всяка антена се изчислява по формулата

$$A_H=2\sqrt{\frac{0,8.83}{3,14.58}}\approx 1,2\lambda,$$

където A_H е в λ.

Оптималното разстояние между етажите, при което се постига максимално усилване на сигнала, е 1,2 λ.

4. Видове диполи

Чрез съответна промяна на формата могат да се изменят характерните свойства на един дипол. Това важи найвече за входното съпротивление и лентата на пропускане. Понякога чрез даване на подходяща форма на дипола освен желаните промени в електрическите характеристики се получават и предимства по отношение на механичното закрепване и гръмозащитата. Пример за това е така нареченият шлейф-вибратор.

Специални видове диполи се използуват предимно в обхвата на ултракъсите и дециметровите вълни.

4.1. Шлейфвибратори

Шлейфвибраторът се получава от паралелното свързване на два полувълнови отрязъка, разположени на малко разстояние D един от друг ($D<0{,}05\ \lambda$). Той се нарича също така и *сгънат* дипол (фиг. 4.1). Характеристиката на насочено действие на шлейфвибратора в основни линии съответствува на тази на обикновения прав дипол (вж. фиг. 3.10). Шлейфвибраторът се различава от него преди всичко по по-голямото си входно съпротивление, а също така и с по-голямата относителна широчина на честотната лента. За коефициента на скъсяване V на двата отрязъка, от които е образуван шлейфвибраторът, е в сила фиг. 3.7.

За пресмятане на съпротивлението на излъчване на един прав дипол се използува формула (3.1). Ако от един прав дипол чрез поставянето на втори паралелен елемент със същата дебелина се образува шлейфвибратор, токът на антената се разпределя между двата клона на дипола. При същата излъчвана мощност следователно токът на антената I в точките на захранване е два пъти по-малък от този на правия дипол. Затова при изчисляване на входното съпротивление на шлейфвибратора R_s'' формула (3.1) трябва да се измени, както следва:

$$R_s''=\frac{P_s}{(I/2)^2}\ . \tag{4.1}$$

С преобразуване на формулите за простия дипол се получава

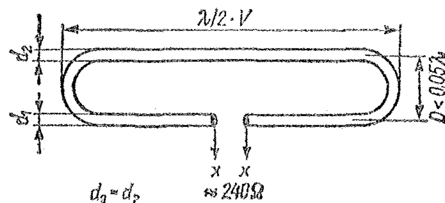
$$P_s=R_sI^2,$$

а за шлейфвибратора —

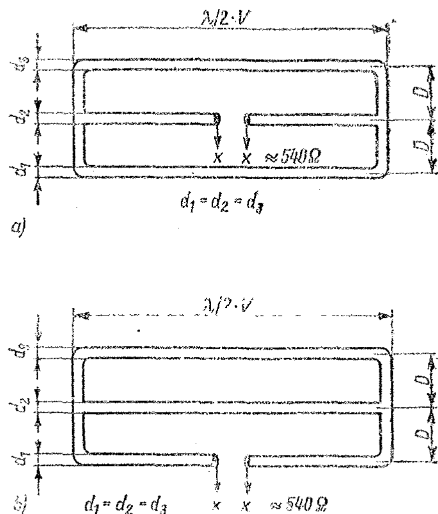
$$P_s=R_s''\left(\frac{I}{2}\right)^2.$$

В двата случая излъчената мощност P_s е една и съща, затова може да се напише

$$R_sI^2=R_s''\left(\frac{I}{2}\right)^2,$$



Фиг. 4.1. Шлейфвибратор (сгънат дипол)



Фиг. 4.2. Двоен шлейфвибратор: *a* — средният проводник е разделен, за да се захрани антената, *b* — долният проводник е разделен за захранване на антената

$$R_s I^2 = R_s'' \frac{I^2}{4},$$

$$R_s'' = 4R_s.$$

Оттук следва, че входното съпротивление на един шлейфвибратор е 4 пъти по-голямо от това на един обикновен дипол. Поради това входното съпротивление на шлейфвибратора има стойност от 240 до 280 Ω.

Една разновидност на шлейфвибратора е двойният шлейфвибратор (фиг. 4.2). Ако диаметърът на проводниците е еднакъв, антенният ток се разпределя равномерно по трите полувълнови отрязъка. Във всеки клон на вибратора протича само 1/3 от общия ток. Входното съпротивление на двойния шлейфвибратор R_s''' се изчислява по формулата

$$R_s''' = \frac{P_s}{(I/3)^2} \qquad (4.2)$$

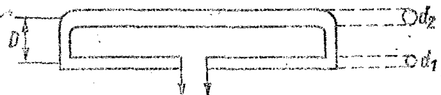
и е 9 пъти по-голямо от входното съпротивление на един обикновен прав дипол (540 до 630 Ω).

За действието на двойния шлейфвибратор няма значение това, дали точките на свързване на захранващия проводник ще се изберат, както е показано на фиг. 4.2*a* или както на фиг. 4.2 *в*. Все пак по-често за предпочитане е захранването да се прави в долния клон, защото тогава се създават удобства при закрепването на средния проводник към стрелата на антената.

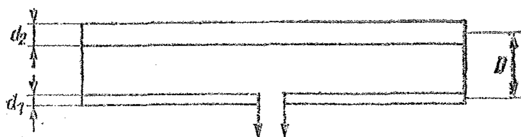
Броят на полувълновите диполи, включени паралелно, може да се увеличи, докато се получи решетка. За определяне на входното съпротивление на такъв сложен дипол важи следното правило: Ако всички проводници имат еднакъв диаметър и взаимното им отстояние един от друг D е по-малко от 0,05 λ, коефициентът на умножение k на входното съпротивление (по отношение на това на правия полувълнов дипол) е приблизително равен на квадрата на броя на проводниците n:

$$k = n^2.$$

Двойният шлейфвибратор на фиг. 4.2 е образуван от 3 паралелни полувълнови отрязъка ($n=3$), затова коефи-



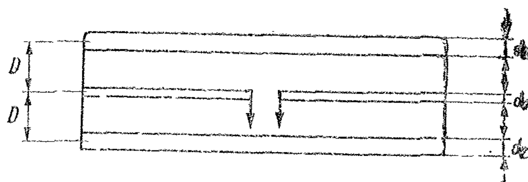
Фиг. 4.3. Шлейфвибратор с различни диаметри на двата полувълнови отрязъка



Фиг. 4.4. Входно съпротивление на шлейфвибратор, изработен от различно дебели полувълнови елементи, сравнено с това на един прав дипол. Пример (начертан): $\frac{d_2}{d_1}=3$; $\frac{D}{d_2}=6$, оттук се получава коефициент на трансформация 6, т. е. входното съпротивление на шлейфвибратора е 6 пъти по-голямо от това на един прав дипол (стойности от 360 до 420 Ω)

циентът k е $3^2=9$, което съответствува на входно съпротивление от около $9 \cdot 60=540$ Ω.

Една друга и често използувана възможност за промяна на входното съпротивление на шлейфвибратора се състои в избора на различни диаметри на двата полувълнови отрязъка (фиг. 4.3). Ако диаметърът на целия полувълнов отрязък d_2 е по-голям от този на дипола d_1, входното съпротивление се увеличава. То става по-голямо от това на един нормален шлейфвибратор. Обратно, ако диаметърът d_1 на захранвания дипол е по-голям от d_2, входното съпротивление се намалява. В двата случая коефициентът на умножение k зависи и от отстоянието D.



Фиг. 4.5. Входно съпротивление на двоен шлейфвибратор, изработен от различно дебели полувълнови елементи, сравнено с това на един опънат дипол. Пример (начертан):

$$\frac{d_2}{d_1}=1{,}25; \quad \frac{D}{d_2}=6,$$

оттук се получава отношение на импедансите 16, т. е. входното съпротивление на двойния шлейфвибратор е 16 пъти по-голямо от това на прав дипол (стойностите на входното съпротивление са от 960 до 1120 Ω)

Действителното входно съпротивление на един шлейфвибратор, който е направен от различно дебели тръби ($d_2 > d_1$), е показано на фиг. 4.4.

Коефициентът на умножение на входното съпротивление k може да се получи по формулата

$$k = 1 + \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2, \tag{4.3}$$

която е дадена от Робертс (*RCA Rewne*, June, 1947). Коефициентът k също се получава по отношение на обикновения полувълнов дипол. За Z_1 се замества вълновото съпротивление, което би се получило, ако се направи двупроводна линия с диаметър на проводниците d_1 и отстояние между проводниците D. Вълновото съпротивление на двупроводна линия Z с въздушна изолация се изчислява по формулата

$$Z = 276 \lg \frac{2D}{d}. \tag{4.4}$$

Това е разгледано по-подробно в раздел 5.1.1.

По аналогичен начин вместо Z_2 трябва да се замести вълновото съпротивление на двупроводна линия с диаметър на проводниците d_2 и отстояние между тях D.

За определяне на коефициента на умножение k обикновено се използува формулата

$$k = \left(\frac{\lg \frac{4D^2}{d_1 . d_2}}{\lg \frac{2D}{d_2}}\right)^2. \tag{4.5}$$

При двойния шлейфвибратор също се цели промяна на входното съпротивление, когато диаметърът на прекъснатия дипол d_1 се различава от този на двата паралелни полувълнови отрязъка (d_2). Зависимостите са показани чрез графиките на фиг. 4.5.

Като се използуват формулите (4.3) и (4.5), за двойния шлейфвибратор могат да се получат следните зависимости:

$$k = 1 + \left(\frac{2Z_1}{Z_2}\right)^2 \tag{4.6}$$

и

$$k = \left(\frac{\lg \frac{4D^3}{d_1{}^2 . d_2}}{\lg \frac{D}{d_2}}\right)^2. \tag{4.7}$$

При всички шлейфвибратори целият полувълнов отрязък може да бъде заземен в геометричната му среда или да бъде свързан направо към металната стрела на антената.

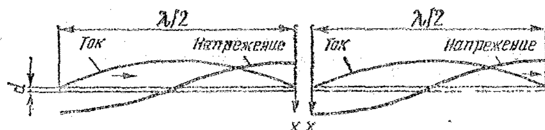
4.2. Целовълнов дипол

Дипол, чиято дължина е електрически равна на 1 λ, се нарича *целовълнов дипол* (фиг. 4.6).

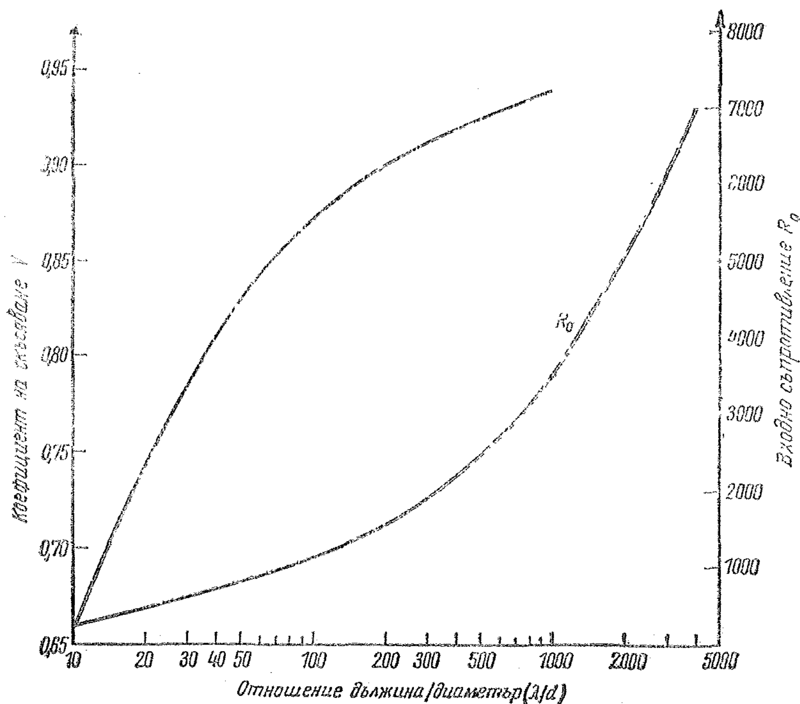
Двата полувълнови отрязъка се възбуждат синфазно в точките, в които напрежението е максимално. Както е известно, при високо напрежение и малък ток се получава голямо съпротивление. Следователно импедансът в точките на захранване на целовълновия дипол е сравнително висок.

Тъй като захранването на целовълновия дипол се извършва в точки, в които напрежението е максимално, се говори за дипол, захранван по напрежение. Входното съпротивление R_0 и широчината на честотната лента зависят в по-голяма степен, отколкото тези на полувълновия дипол, от отношението λ/d. При това широчината на честотната лента е винаги по-голяма от тази на един полувълнов дипол със същото отношение дължина/диаметър. Кривите на фиг. 4.7 показват входното съпротивление R_0 и коефициента на скъсяване V на целовълновия дипол в зависимост от отношението λ/d.

Отстоянието между двете половини на дипола в точките на захранване XX



Фиг. 4.6. Целовълнов дипол



Фиг. 4.7. Зависимост на входното съпротивление R_0 и на коефициента на скъсяване V на целовълновия дипол от отношението дължина на вълната/диаметър на проводника λ/d (приблизителни стойности)

също така има незначително влияние върху входното съпротивление R_0. Получените от фиг. 4.7 стойности за R_0 са толкова по-точни, колкото по-добре отстоянието XX съответствува на диаметъра на излъчвателя.

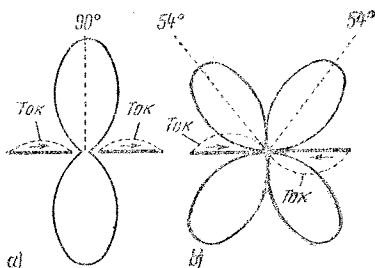
Коефициентът на скъсяване V на целовълновите диполи също се различава от този на един полувълнов дипол със същото отношение λ/d. Целовълновият дипол трябва да бъде скъсен повече, за да се настрои в резонанс.

Пример

Един целовълнов дипол за честота $f=150$ MHz (съответствува на $\lambda=$ $=200$ cm) трябва да бъде направен от тръба, дебела 2 cm. Отношението λ/d следователно е $200:2=100$. За тази стойност от фиг. 4.7 може да бъде отчетено входно съпротивление 1100 Ω. При $\lambda/d=100$ коефициентът на скъсяване V е 0,87.

Целовълновият дипол не трябва да бъде смесван с целовълновия *излъчвател*. При целовълновия дипол, който е прекъснат в геометричната му среда и се захранва в тези две точки, двата полувълнови клона принудително се възбуждат *синфазно*. Така се получава диаграмата на насоченост на излъчването в E-равнината, показана на фигура 4.8*а*. Тя е подобна на тази на полувълновия дипол, двата листа на диаграмата на излъчване обаче са малко по-тесни (ъгъл на разтвора 65°).

Целовълновите антени *не са прекъснати* и се захранват в единия край на проводника (напр. т. нар. цепелин-антени, вж. раздел 10.2.1.). В този случай посоката на тока в средата на проводника с дължина 1 λ се променя (фиг. 4.8 *в*) и двете половини се възбуждат противофазно. Затова диагра-



Фиг. 4.8. Диаграма на насоченост на излъчването в E-равнината и разпределение на тока при целовълновите излъчватели: *a* — целовълнов дипол, двете половини на дипола се възбуждат синфазно (еднакви посоки на токовете), главният лист в диаграмата на насочено действие е разположен на 90° спрямо оста на дипола, *b* — целовълнов дипол, захранван в края, двете половини са възбудени противофазно (противоположни посоки на токовете), направлението на главния лъч сключва ъгъл 54° с оста на излъчвателя

мата на насочено действие в E-равнината има 4 главни направления на излъчване, при което максимум на излъчването се получава винаги при ъгъл 54° спрямо направлението на проводника.

Докато усилването на целовълновия дипол по отношение на полувълновия дипол е около 1,8 dB, това на целовълновия излъчвател, захранван в единия край, е само около 1,2 dB. Полувълновият дипол се сравнява с последователен трептящ кръг, докато целовълновият дипол в случай на резонанс и при промяна на честотата наподобява паралелен трептящ кръг.

Поради сравнително голямата широчина на честотната лента на целовълновия дипол той се използува предимно в широколентовите антенни системи. При това диполът би могъл да бъде закрепен и заземен в двете точки с минимално напрежение (вж. разпределението на напрежението на фиг. 4.6). По-често обаче не се прави заземяване в точките на закрепване на дипола, а той се държи изолиран, за да се избегнат загубите, които биха могли да възникнат поради неравномерно разпределение на напрежението.

С цел да се повиши усилването може да се увеличи разстоянието XX в точките на захранване. Усилването може да стане повече от 3 dB, когато разстоянието XX стане от порядъка на 0,2 до 0,6 λ. Наистина едно увеличение на усилването по този начин едва ли е възможно, тъй като се влошава механичната устойчивост на антената.

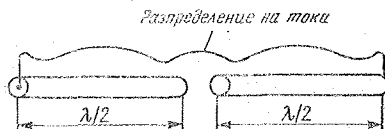
4.3. Широколентови антени

Входното съпротивление на един дипол при резонанс е чисто активно. При възбуждане на дипола с честоти, които не съвпадат с резонансната му честота, входното съпротивление получава индуктивна или капацитивна реактивна компонента.

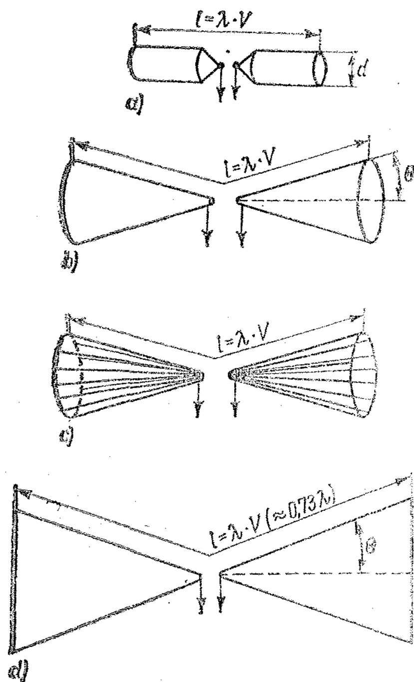
Колкото един дипол е по-тънък, толкова по-бързо нарастват реактивните компоненти при разстройка от резонансната честота и толкова по-малка е широчината на честотната лента. Затова се използуват диполи с малко отношение λ/d (така наречените „дебели" диполи). Това се прави, когато трябва да се постигне голяма широчина на честотната лента. Дебелите диполи могат да бъдат полувълнови или целовълнови. По отношение на широчината на честотната лента е по-изгодно използуването на целовълнови диполи, защото при същото отношение λ/d те имат приблизително 1,3 пъти по-широка честотна лента, отколкото един полувълнов дипол.

Разпределението на тока при дебелия дипол не е вече синусоидално, а е приблизително равномерно, както е показано на фиг. 4.9. Затова при дебелия целовълнов дипол токът в точките на захранване има сравнително висока стойност, с което се обяснява и понижаването на входното съпротивление при намаляване на отношението λ/d.

Ако широколентовият дипол се състои от дебели цилиндрични тръби или пръти, както е показано на фиг. 4.9, напречните сечения на прътите в точките на захранване имат голям капацитет едно спрямо друго. При свързване на захранващия кабел тези на-



Фиг. 4.9. Разпределение на тока при „дебел" целовълнов дипол

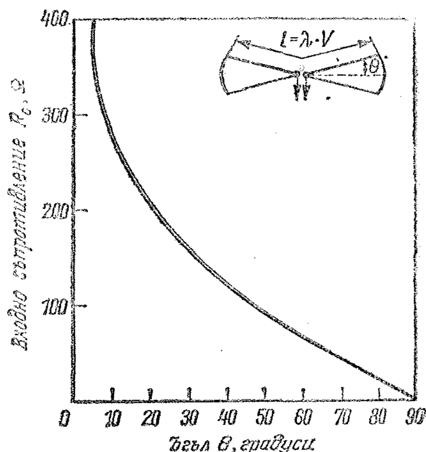


Фиг. 4.10. Разновидности на широколентови диполи; *a* — дебел целовълнов дипол, изработен от цилиндрични пръти, изтънен конусообразно в точките на захранване, *b* — биконична антена, изработена от ламаринени конуси, *c* — биконична антена, изработена от голям брой отделни пръти, *d* — плосък дипол, изработен от елементи с триъгълна форма

пречни сечения се променят рязко. Поради това дебелите диполи обикновено се изтъняват конусообразно в точките на захранване, както е показано на фиг. 4.10*a*. Така се получават точно определени точки, в които се свързва захранващият кабел.

Често конусообразната структура се запазва по цялата дължина на антената и така се получава *биконична* антена (фиг. 4.10 *b*). При нея входното съпротивление зависи от големината на ъгъла θ и може да се отчете от графиката на фиг. 4.11. Такива диполи имат голяма широчина на честотната лента и затова оразмеряването на коефициента на скъсяване V не е особено критично и най-често се приема една средна стойност $V=0{,}73$. Една конструкция, съдържаща възможно най-голям брой отделни пръти, е показана на фиг. 4.10*c*. Тя има незначително тегло и малко ветрово съпротивление. Свойствата на биконичната антена се запазват и при тази опростена конструкция. Накрая може напълно да се изостави коничната форма и диполът да се оформи в една плоскост. За да се получат точно определени точки на свързването на захранващия кабел, плоските диполи най-често се правят от елементи с триъгълна форма (вж. фиг. 4.10 *d*). Затова те се наричат също така и пеперудообразни диполи. Ако плоскостите са образувани от жично плетена решетка или от надупчени пластини, ветровото съпротивление и теглото се намаляват, без с това да се влошават забележимо свойствата на антената. При целовълновия пеперудообразен дипол също се приема един среден коефициент на скъсяване $V=0{,}73$. Широколентовите плоскостни антени са разгледани по-подробно в раздел 26.1.

При описаните широколентови диполи относителната широчина на честотната лента b е от 0,5 до 0,8 f_0 и зависи от размерите на дипола. Дефиницията на относителната широчина на честотната лента е дадена в раздел 3.1.4. (формула 3.3).



Фиг. 4.11. Зависимост на входното съпротивление на една биконична антена от ъгъла θ

5. Захранване на антените

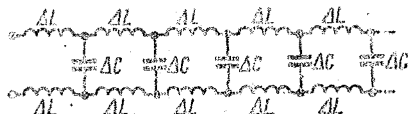
Най-голяма мощност се предава, когато импедансът на генератора (крайното стъпало на предавателя) е съгласуван с импеданса на консуматора (антената).

Коефициентът на предаване на мощността достига своята максимална стойност, когато консуматорът представлява чисто активно съпротивление за генератора. Това означава, че точката, в която се захранва антената, не бива да има индуктивни или капацитивни реактивни съпротивления. Това е така, в случай че антената се намира в резонанс с честотата на предавателя.

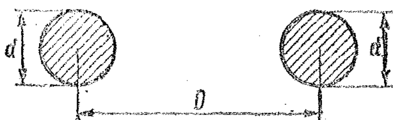
В повечето случаи между предавателя и антената трябва да се включи кабел за пренасяне на енергията. Това трябва да бъде направено така, че съгласуването, съотв. резонансното отношение между предавателя и антената да не бъдат нарушени. Тези разсъждения са валидни по аналогия и в случай на приемане. Тогава антената представлява генератор, а приемникът — консуматор.

5.1. Захранващи линии

Захранващите линии имат задачата да пренесат високочестотната енергия с възможно най-малки загуби, като самите те не трябва да излъчват енергия. Използваните в антенната техника захранващи линии се състоят най-често от два паралелно разположени проводника. Характерните свойства на линията се определят главно от геометричните размери на напречното сечение на линията и вида на диелектрика между проводниците.



Фиг. 5.1. Еквивалентна схема на двупроводна линия



Фиг. 5.2. Напречно сечение на двупроводна линия

5.1.1. Вълново съпротивление на захранващите линии

Вълновото съпротивление Z е една важна величина на високочестотните линии. То се получава като отношение на напрежението U към тока I при една безкрайно дълга линия.

Една високочестотна линия може да бъде представена като съвкупност от последователно свързани индуктивности и паралелно свързани капацитети. Това представяне съответствува и на най-често използваната опростена еквивалентна схема на двупроводната линия (фиг. 5.1). Вълновото съпротивление на една високочестотна линия може да бъде изчислено по формула (5.1), ако се пренебрегнат загубите в линията, нещо, което винаги се прави на практика:

$$Z=\sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{5.1}$$

където Z е в Ω. Z е реално число, поради което вълновото съпротивление не зависи от честотата и дължината на линията.

От формула (5.1) следва, че голяма самоиндукция L и малък капацитет C дават в резултат голямо вълново съпротивление Z. На практика това озна

чава, че тънки проводници (голяма L), разположени далеч един от друг (малък C), имат голямо вълново съпротивление. Обратно, дебели проводници (малка L), намиращи се близо един до друг (голям C), имат малко вълново съпротивление Z. Оттук се вижда, че вълновото съпротивление Z се определя на първо място от геометричните размери на напречното сечение на линията.

В антенната техника се използуват главно двупроводни линии (напречното им сечение е показано на фиг. 5.2) и коаксиални линии, показани на фиг. 5.3. Тяхната конструкция е описана в следващия раздел.

При предположение, че диелектрикът между двата проводника е въздух (диелектрична константа $\varepsilon=1$), се получават следните приблизителни формули за пресмятане на вълновото съпротивление Z:

a — двупроводни линии с въздушна изолация (фиг. 5.2)

$$Z=120 \ln \frac{2D}{d} \tag{5.2}$$

или

$$Z=276 \lg \frac{2D}{d}; \tag{5.3}$$

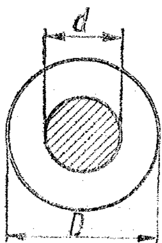
b — коаксиални линии с въздушна изолация (фиг. 5.3)

$$Z=60 \ln \frac{D}{d} \tag{5.4}$$

или

$$Z=138 \lg \frac{D}{d}, \tag{5.5}$$

където ln е натурален логаритъм, lg — десетичен логаритъм. Размерите за D и d трябва да се вземат от фиг. 5.2, съотв. от фиг. 5.3.



Фиг. 5.3
Напречно сечение на коаксиална линия

Вълновото съпротивление Z на високочестотни линии с различна форма на напречното сечение може да се пресметне приблизително, като се използуват кривите от фиг. 5.4÷5.7. Стойностите, отчетени по тези криви, са верни при въздушна изолация между проводниците.

5.1.1.1. *Диелектрик на високочестотните линии*

Скоростта на разпространение на електромагнитните вълни се определя от средата, през която те преминават. Ако тази среда е атмосферният въздух, $c=3 \cdot 10^8$ m/s (това е скоростта на светлината). При пресмятането на тази „максимална скорост" е използувана диелектричната константа ε на вакуума или на атмосферния въздух. Тя представлява една бездименсионна природна константа с числова стойност 1,0. Относителната диелектрична константа на всички други вещества е винаги поголяма от 1,0.

От равенството

$$c=\frac{3.10^8}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{5.6}$$

може да се види, че скоростта на разпространение c (в m/s) трябва да намалее, когато разпространението става в среда, различна от въздуха. В таблица 5.1 е направено сравнение на относителната диелектрична константа на различни изолационни материали.

При индустриално произвежданите високочестотни кабели за изолация между отделните проводници най-често се използуват плътни изолационни материали. Това оказва влияние върху скоростта на разпространение на сигнала по линията, а също така трябва да се има предвид при пресмятане на вълновото съпротивление. Уравненията (5.2)÷(5.5) трябва да бъдат уточнени, както следва:

a — двупроводни линии с пластмасова изолация

$$Z=\frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{2D}{d} \tag{5.7}$$

Таблица 5.1. Диелектрични константи на различни изолационни материали

Диелектричен материал	Диелектрична константа ε_r
Аменит	3,5
Калит	6,5
Епоксидна смола за заливане	3,5
Стъкло	4,0 . . . 10
Слюда	4,0 . . . 8
Гетинакс	4 . . . 6
Изолационна хартия	2,2
Въздух	1,0
Луполен	2,3
Миполам	3,4
Пертинакс	5,6 . . . 6,5
Пиакрил (плексиглас)	3,0 . . . 3,6
Полиетилен	2,3
Полиизобутилен, опанол	2,2 . . . 2,6
Полистирол	2,2 . . . 2,6
Порест полистирол	1,05
Поливинилхлорид (PVC)	3,1 . . . 3,5
Порцелан технически	6,5
Силиконов каучук	4,2
Стеатит	6,0
Стирофлекс	2,5
Тефлон	2,0
Трансформаторно масло	2,2
Триафол (триацетатно фолио)	4,3
Тролитул	2,4
Високочестотен порцелан	6,3 . . . 7,5

или

$$Z=\frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}}\lg\frac{2D}{d};\qquad(5.8)$$

b — коаксиален кабел с пластмасова изолация

$$Z=\frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}}\ln\frac{D}{d}\qquad(5.9)$$

или

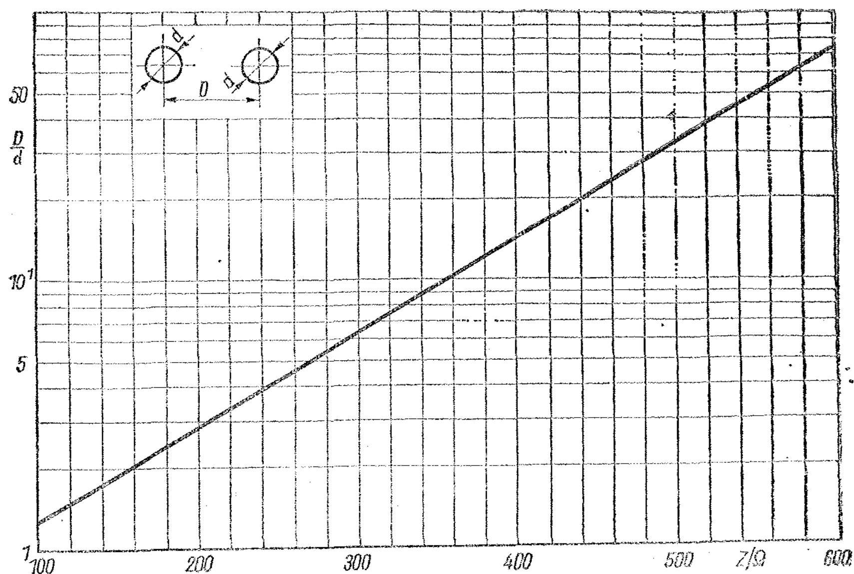
$$Z=\frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}}\lg\frac{D}{d}.\qquad(5.10)$$

Ако в диелектрика има въздушни междини, както често се среща при съвременните кабели, тогава трябва да се приема по-малка диелектрична константа, отколкото при плътна изолация.

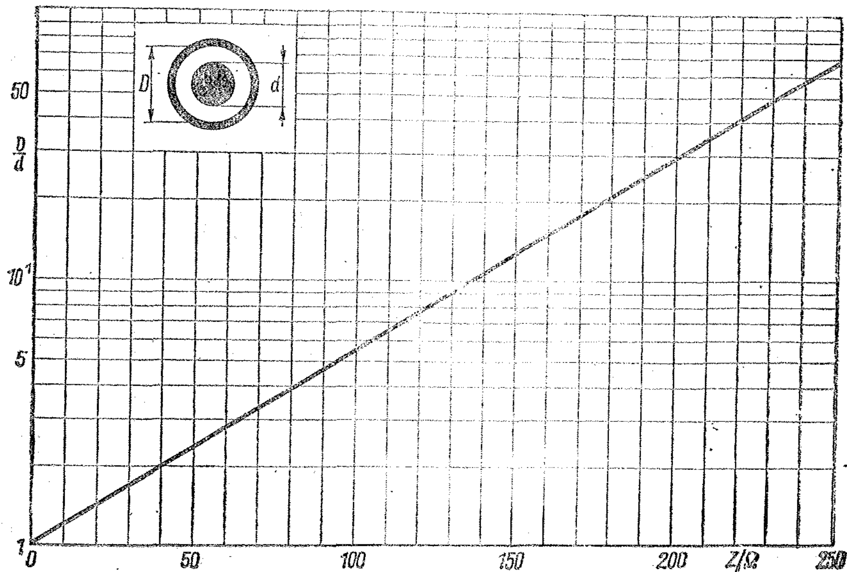
Коефициентът на скъсяване *V* на един кабел може да се определи, като се знае диелектричната константа на използвания изолационен материал. Този коефициент се получава от отношението на скоростта на разпространение на сигнала по кабела към скоростта на разпространение в свободното пространство. Получената величина винаги е по-малка от 1. Коефициентът на скъсяване *V* се получава от равенството

$$V=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\qquad(5.11)$$

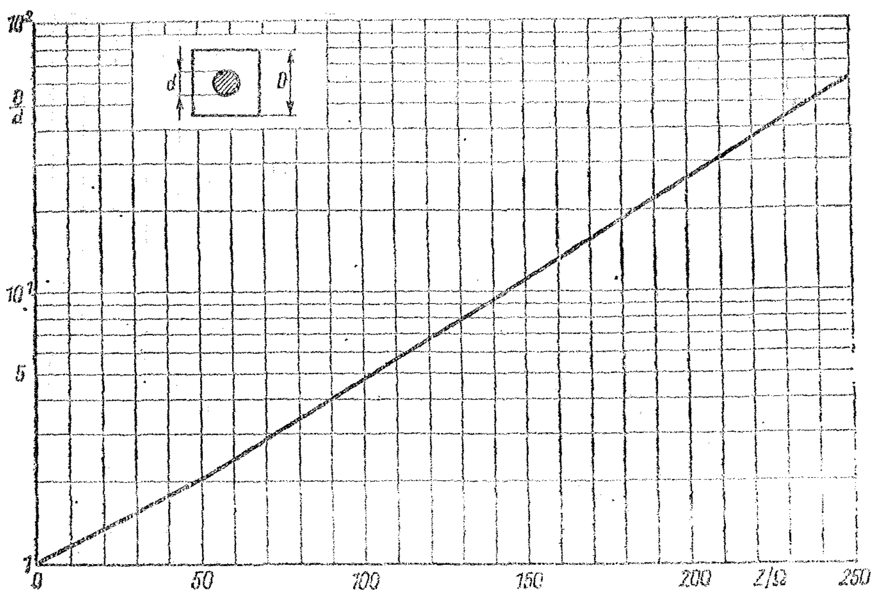
Коефициентът на скъсяване почти винаги е даден в проспектите за високочестотни кабели. Той е необходим между другото и като коефициент на умножение, когато от един високочестотен кабел трябва да бъде отрязана част с определена резонансна дължина



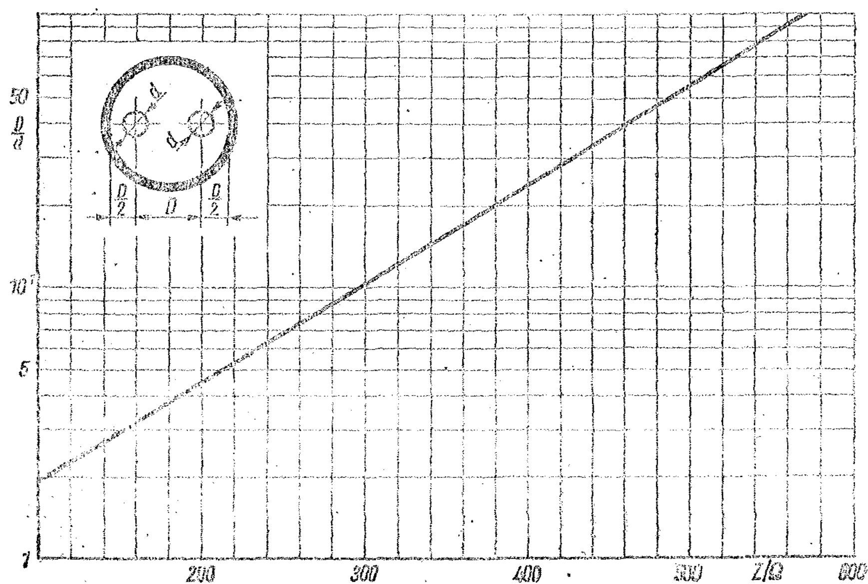
Фиг. 5.4. Зависимост на вълновото съпротивление Z на една двупроводна линия с въздушна изолация от отношението на разстоянието между проводниците D към диаметъра на проводниците d



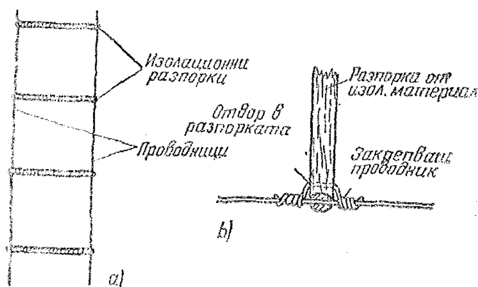
Фиг. 5.5. Вълново съпротивление на коаксиална линия с въздушна изолация в зависимост от отношението на вътрешния диаметър на външния проводник D към външния диаметър на вътрешния проводник d



Фиг. 5.6. Вълново съпротивление Z на двупроводна линия с въздушна изолация при кръгъл вътрешен проводник и квадратен външен проводник



Фиг. 5.7. Вълново съпротивление Z на екранирана симетрична двупроводна линия с въздушна изолация



Фиг. 5.8
Открита двупроводна линия; *a* — конструкция, *b* — предложение за закрепване на изолаторите

5.1.1.2. *Определяне на вълновото съпротивление чрез прости измервания*

Вълновото съпротивление на кабели с чисто въздушна изолация може да се провери чрез измерване на капацитета за единица дължина. За целта се определя общият капацитет на един точно измерен отрязък от кабела и след това се пресмята капацитетът *C* в pF за 1 cm дължина на кабела. Вълновото съпротивление *Z* се получава с достатъчна точност от формулата

$$Z=\frac{100}{3C},\qquad (5.12)$$

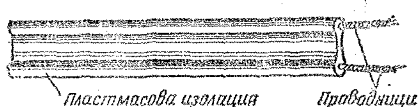
където *Z* е в Ω. Ако има на разположение *LC*-измерителен мост, чрез измерване може да се определи вълновото съпротивление на какви да е кабели и лентови линии с пластмасова изолация. Развива се възможно най-дълъг отрязък от кабела и при отворен край се измерва капацитетът между жилото и екранировката. След това жилото и екранировката в противоположния край на отрязъка се свързват накъсо и с моста се измерва индуктивността *L* между жило и екран. Измерените стойности (*C* във фаради и *L* в хенри) трябва да се заместят в уравнение (5.1).

При лентови линии (кабели) измерванията се извършват по аналогичен начин, но кабелите не трябва да лежат на пода, а да висят свободно във въздуха.

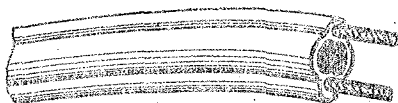
5.1.2. Двупроводни линии

Високочестотните кабели с въздушна изолация имат винаги най-малки загуби. Затова радиолюбителите, особено при работа в късовълновия обхват, използуват саморъчно направени захранващи линии, които се състоят от паралелни, свободно висящи проводници. Разстоянието между тях се поддържа постоянно чрез отрязъци от висококачествен изолационен материал. Такива захранващи линии най-често се наричат фидери (фиг. 5.8). За да се направи фидер с определено вълново съпротивление, от фиг. 5.4 трябва да се отчете отношението *D*/*d* (отстояние/диаметър). От съображение за механична устойчивост вълновото съпротивление се прави най-много 500 ... 600 Ω. При по-малко вълново съпротивление дължината на изолаторите е недостатъчна да осигури необходимата стабилност на линията.

Двупроводните линии, обвити в пластмасова изолация — това са обикновените УКВ фидери — са евтини и леки (фиг. 5.9). Диелектрикът найчесто е *полиетилен*. Намиращите се в продажба фидери имат вълново съпротивление 120, 240 и 300 Ω. Новите фидери имат незначително затихване и загубите в тях са по-малки, отколкото тези в сравнимите коаксиални кабели. Обаче след продължително излагане на атмосферни въздействия загубите на фидера нарастват чувствително, освен това под влияние на ултравиолетовото излъчване на Слънцето след време диелектрикът се променя по неблаго-



Фиг. 5.9. Плоска лентова двупроводна линия (УКВ лентов кабел)



Фиг. 5.10. Симетричен шлангов кабел



Фиг. 5.11. Екранирани (ширмовани) двупроводни линии

приятен начин. Напоследък се правят опити стареенето на кабелите да се предотврати или поне да се забави силно чрез оцветяване на пластмасите със сажди или други вещества.

Характеристиките на лентовите кабели се изменят особено силно при дъжд, скреж или мъгла. Тогава кабелите се покриват с воден слой, който предизвиква неконтролируемо изменение на вълновото съпротивление и освен това повишава затихването. Вълновото съпротивление се изменя и при приближаване на кабела до сградата, до метални части и пр. Затова лентовите кабели трябва да се прекарват по възможност свободно висящи и така, че да не изменят положението си в пространството. Симетричните шлангови кабели, при които диелектрикът обвива двата проводника като шлаух, не са толкова зависими от атмосферните влияния. Тъй като при тях диелектрикът има много въздушни междини (използуват се пенопласти), затихването в тези кабели е по-малко, отколкото при сравняваните с тях лентови кабели (фиг. 5.10).

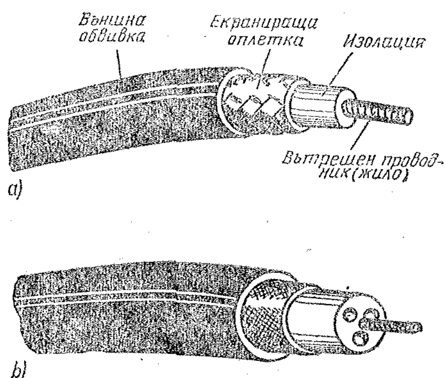
Показаните на фиг. 5.11 ширмовани симетрични двупроводни линии се използуват рядко. Те имат по-висока цена и затихването на сигнала в тях е малко по-голямо от това на сравнимите с тях неширмовани кабели. Ширмованите кабели обаче са издръжливи на атмосферни влияния и параметрите им остават постоянни в продължителни периоди от време. Освен това те могат да бъдат прокарвани, без да се обръща внимание на намиращите се наоколо обекти. Ширмовани симетрични двупроводни линии се произвеждат с вълново съпротивление 120 Ω и 240 Ω.

В ГДР двужилните симетрични високочестотни кабели са стандартизирани по TGL 11576. Съкратените означения на типовете кабели се образуват съгласно препоръките на *международната комисия по електротехника* (*IEC*). Те са обяснени в следващия раздел.

5.1.3. Коаксиални кабели

Коаксиалните кабели имат аксиална симетрия. Затова по отношение на земята те се означават като несиметрични кабели. Коаксиалните кабели се състоят от вътрешен проводник (жило), външен проводник (ширмовка) и външна защитна обвивка (фиг. 5.12). Жилото най-често е образувано от гол меден проводник, по-рядко от многожилен гъвкав меден проводник. Диелектрикът се състои от високочестотни изолиращи вещества с малки загуби (полиетилен, полистирол и др.). Диелектрикът може да бъде без въздушни междини (фиг. 5.12*a*) или с въздушни междини (фиг. 5.12*b*).

Кабелите с диелектрик без въздушни междини имат стабилна конструкция и се отличават с постоянство на електрическите свойства при механични въздействия. Пълната изолация с плътен



Фиг. 5.12. Коаксиални кабели; *a* — кабел с диелектрик без въздушни междини, *b* — кабел с диелектрик с въздушни междини



Фиг. 5.13. Коаксиален кабел със спирален изолатор

диелектрик допринася за голяма електрическа якост (на пробив) и дава сигурна защита срещу проникване на влага.

Кабелите с диелектрик с въздушни междини имат особено малки загуби, но трябва старателно да се предпазват от овлажняване. Особено подходящи за диелектрик са порестите материали, произведени от пластмаса, защото те обединяват предимствата на пълната изолация с тези на диелектриците с въздушни междини. Кабелите, при които за изолация на жилото от ширмовката служи спирала от изолационен материал, навита около жилото, имат много големи въздушни междини (фиг. 5.13). Такива кабели имат много малки загуби, но са особено чувствителни спрямо механични въздействия.

Ширмовката на по-тънките коаксиални кабели най-често се прави като оплетка от медна жица, дебелите кабели имат оплетка от медна лента. При кабелите за големи мощности като ширмовка се използува набраздено медно фолио (гофриран кабел) или друга специална конструкция.

За външна защита на коаксиалния кабел най-често служи пластмасова обвивка от *поливинилхлорид* (*PVC*). Тя има задачата да защитява кабела от проникващата влага и от механични увреждания. Специалните кабели, например тези, които се полагат в земята, често имат още една оплетка от стоманена жица, над която се намира втора пластмасова обвивка.

При новите коаксиални кабели с плътна изолация най-често се използуват диелектрици с $\varepsilon_r=2{,}3$. Затова е достатъчно резултатите, получени от кривите на фиг. 5.5, да се умножат с $1/\sqrt{2{,}3}\approx0{,}66$. Коефициентът на скъсяване V спрямо кабел с чисто въздушна изолация в този случай има стойност 0,66. При кабелите с диелектрик с въздушни междини коефициентът на скъсяване, общо взето, е между 0,8 и 0,9. Срещат се и по-стари видове коаксиални кабели с изолация от калит. Калитът има диелектрична константа $\varepsilon_r=6{,}5$. В този случай трябва да се умножава с $1/\sqrt{6{,}5}\approx0{,}39$.

В ГДР коаксиалните кабели са стандартизирани по *TGL* 11575. Все още се прилагат коаксиални кабели с вълново съпротивление 60 Ω. В съответствие с международните норми в бъдеще ще се премине към използуването на кабели с вълново съпротивление 50 Ω и 75 Ω, тъй като това отговаря на препоръка 96—2 на *IEC*.

5.1.4. Затихване на високочестотните кабели

За разлика от вълновото съпротивление и коефициента на скъсяване затихването на един високочестотен кабел е честотно зависимо и се увеличава с нарастване на честотата. Ако кабелите са натоварени със съпротивление, равно по стойност на вълновото им съпротивление, загубите се определят изключително от съпротивлението на проводника за единица дължина и от ъгъла на загубите на използувания изолационен материал.

При високи честоти вследствие на *скин-ефекта* (протичане на тока по повърхността на проводника) съпротивлението за единица дължина е чув-

Таблица 5.2. Коефициенти за преизчисляване на данни за затихването

Np . 8,686	=dB
dB . 0,1151	=Np
Np/km . 0,867	=dB/100 m
dB/100 m . 153	=Np/km
Np/km . 0,2645	=dB/100 ft
dB/100 ft . 3,78	=Np/km

ствително по-голямо, отколкото съпротивлението за постоянен ток. За обикновени по размери кабели с медно жило честотнозависимото съпротивление за единица дължина се пресмята по следната приблизителна формула:

$$R=\frac{8{,}4}{d}\cdot\sqrt{f}, \qquad (5.13)$$

където R е в Ω/km, f — в MHz, d — диаметър на проводника в cm. Общото съпротивление се получава чрез сумиране на съпротивленията на жилото и оплетката. Ако жилото не е гладък проводник или тръба, съпротивлението се увеличава с около 1/4 (при многожилен проводник). При обикновените оплетки на външния проводник на коаксиалния кабел съпротивлението е 2 до 3 пъти по-голямо.

В каталозите на заводите-производители почти винаги е дадено затихването за поредица от честоти. Данните за затихването често се дават в непери за километър (Np/km). Понякога се срещат данни за затихването в децибели за 100 метра дължина на кабела (dB/100 m). В англосаксонските страни затихването се задава и в децибели за 100 фута (dB/100 ft). Радиолюбителите най-често използват кабели с малка дължина и за тях е най-удобно затихването да бъде дадено в dB/100 m. Затова в табл. 5.2 са дадени коефициенти за пресмятане на затихвания, зададени по различен начин.

Чистите загуби от затихването в един високочестотен кабел могат да достигнат значителна стойност. Особено когато трябва да се поставят кабели с голяма дължина, е полезно да се пресметне енергията, излъчена (приета) от антенната система, като се имат пред вид загубите, внесени от кабела. Диаграмата на фиг. 5.14 позволява бързо и просто да се отчете коефициентът на полезно действие (в %), съответно загубите на мощност и напрежение, когато е известно затихването на кабела в децибели. Прилагането на тази диаграма на практика ще бъде пояснено с два примера.

Пример 1

Един УКВ предавател с изходна високочестотна мощност 100 W трябва да захрани антената чрез коаксиален кабел от тип 60-7-1, производство на VEB *Kabelwerk Vacha*, дълъг 25 m. Честотата на предавателя е 145 MHz. За този вид кабел при честота 145 MHz се дава затихване от 10,5 Np/km, съответстващо на 9,1 dB/100 m. Тъй като се използват само 25 m кабел, фактическото затихване е само 1/4 от това, което се дава за 100 m кабел, т. е. 9,1 dB : 4 = 2,3 dB. По абсцисата на фиг. 5.14 се търси точка, съответстваща на 2,3 dB, и от нея се издига перпендикуляр до пресечната точка с правата на мощността. По лявата ординатна ос може да бъде отчетено, че при затихване от 2,3 dB само 60% от мощността на предавателя достига до антената, защото загубите от затихването в коаксиалния кабел (дясната ординатна ос) са около 40%. При високочестотна мощност от 100 W загубите в кабела са 40 W.

Ако в горния случай се използва висококачествен кабел, напр. тип 60-10-3, съотношенията биха били значително по-добри. При затихване в кабела 1,1 dB коефициентът на полезно действие възлиза на около 78% и загубите в кабела в нашия пример се намаляват на 22 W.

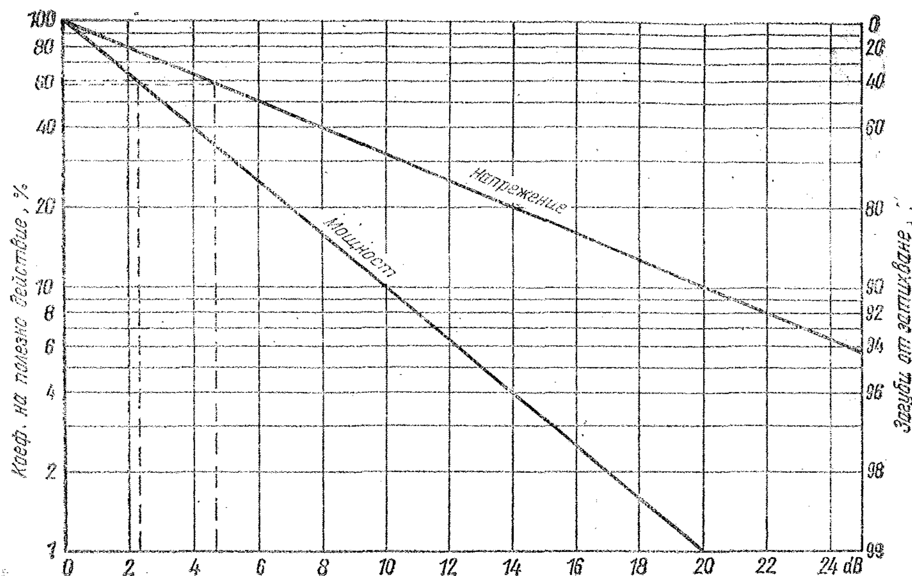
Пример 2

Един телевизионен приемник е свързан с приемната антена чрез симетричен лентов кабел от стария тип 894.0, производство на VEB *Kabelwerk Vacha*. Кабелът е дълъг 30 m. Антената е настроена за 8 канал, III обхват със средна честота точно 200 MHz. Антената отдава полезно напрежение 500 μV. Трябва да се определи затихването на напрежението, предизвикано от лентовия кабел.

За високочестотните лентови кабели от типа 894.0 при честота 200 MHz се дава затихване от 18 Np/km = 15,6 dB/100 m. При дължина на кабела 30 m затихването е

$$15{,}6\cdot\frac{30}{100}=4{,}7\ \text{dB}.$$

От точката 4,7 dB на абсцисата се издига перпендикуляр до пресечната точка с правата на напрежението и на лявата ординатна ос се отчита кое-



Фиг. 5.14. Диаграма за пресмятане на загубите на напрежение и мощност, внесени от кабела

фициент на полезно действие 58%, което съответствува на 42% загуба на напрежение. Това означава, че до телевизионния приемник достигат не 500 μV, а само 58% от това напрежение, т. е. 290 μV. Загубите в кабела възлизат на 210 μV. Тъй като в случая става дума за стар тип кабел, може да се очаква, че вследствие на стареенето на кабела ще се получат още по-големи загуби.

При използуването на един по-висококачествен кабел, например тип 240А4-1, биха се получили по-добри резултати. Затихването на сигнала за този тип кабели при честота 200 MHz е 6,7 dB/100 m, съответно за 30 m затихването ще бъде 2 dB. От фиг. 5.14 се получава, че загубата на напрежение ще бъде само 20% (2 dB), т. е. входното напрежение на телевизионния приемник ще бъде 400 μV.

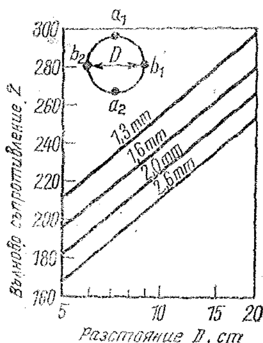
Двата примера са показани на фиг. 5.14 с прекъсната линия. От тях може да се види, че особено в УКВ обхвата може да се получи чувствително затихване на сигнала по дължината на кабела. Следва да се обърне внимание на това, захранващите кабели да бъдат възможно най-къси и висококачествени.

Като последствие от неправилно съгласуване често се получават и значителни загуби от излъчване, които се сумират към загубите от затихването по кабела. С това коефициентът на полезно действие на антената се влошава още повече. Загубите, дължащи се на неправилно съгласуване, са разгледани в раздел 5.2.2.

Таблици с характеристики на стандартизирани високочестотни кабели се намират в приложението.

5.1.5. Упътвания за използуването на високочестотни кабели

Откритата двупроводна линия и днес има право на съществуване в радиолюбителската практика. В късовълновия обхват тя е незаменима особено тогава, когато са необходими настроени захранващи линии (вж. раздел 5.3.2.). Нито един лентов кабел няма по-малки загуби от откритата двупроводна линия, разбира се, при предположение, че са използувани висококачествени изолатори. За такива могат да послужат много от съвременните пластмаси. Те са леки, с много малки загуби и се обработват лесно. Дължината на изолаторите се избира между 5 и 15 cm.



Фиг. 5.15. Зависимост на вълновото съпротивление Z на четирипроводна линия от разстоянието D между два от проводниците, разположени диагонално един срещу друг, при различни диаметри на проводниците (параметър)

При обикновената дебелина на проводника от около 2 mm се получава линия с вълново съпротивление между 480 и 600 Ω. Линиите с голямо разстояние между проводниците имат особено малки загуби. Това се дължи на голямата дължина на изолаторите. Обаче при високи честоти (напр. 28 MHz) съществува опасност „широките" линии сами да излъчват част от енергията. Получават се загуби от излъчване и е възможно смущаване на радио- и телевизионното приемане. Във всички любителски късовълнови обхвати могат да се използуват изолатори с дължина около 10 cm. При това не трябва да се пестят изолаторите, за да може линията и при вятър да остане достатъчно права.

При прокарването на откритите двупроводни линии трябва да се избягват резките промени на посоката. Особено трябва да се внимава за това линията да не преминава успоредно на други проводници. Ако не може да се избегне доближаването ѝ до олуци, водосточни тръби и други такива по-големи метални части, линията трябва да преминава на разстояние, най-малко 3 пъти по-голямо от дължината на изолаторите.

По-малко известна, но почти идеална линия с успоредни проводници е четирипроводната захранваща линия. Тя се състои от 4 отделни проводника, които са успоредни един на друг и са разположени по периферията на шайба от изолационен материал на равни разстояния или в четирите ъгъла на един квадрат. Пластмасовите шайби (могат да се използуват изолатори и с форма на кръст) имат същата задача, както изолаторите при откритата двупроводна линия. Те трябва да поддържат четирите проводника на еднакви разстояния от центъра на шайбата.

В началото и в края на тази линия двата срещуположни проводника се свързват един с друг (a_1 с a_2 и b_1 с b_2, фиг. 5.15). По този начин се имитират електрическите функции на една симетрична двупроводна линия. И в този случай диаметърът на шайбите, съответно разстоянието между проводниците, се избира между 5 и 15 cm. Четирипроводните линии от този вид имат по-малко вълново съпротивление от обикновените двупроводни линии при еднакви разстояния между проводниците (Z е от 180 до 280 Ω).

Четирипроводните линии имат отлична симетрия и малки загуби от излъчване. Освен това те не са така чувствителни спрямо влиянието на околните обекти, както сравнимите с тях двупроводни линии. От фиг. 5.15 може да се отчете вълновото съпротивление на четирипроводни линии за различни диаметри на отделните проводници в зависимост от разстоянието между проводниците по диагонал (D).

Радиолюбителите би трябвало да използуват продаваните УКВ лентови кабели само като изключение, защото са известни техните недостатъци. Това е допустимо например при експлоатация на портативна апаратура.

Най-добрата, макар и най-скъпа захранваща линия, която могат да използуват радиолюбителите, е коаксиалният кабел. Електрическите предимства на коаксиалния кабел вече бяха описани. Освен това той може да се инсталира, както мрежовите кабели, а при непокътната външна защитна обвивка — да се полага в земята. Трябва да се избягват резки промени в посоката, защото вътрешният проводник може да се измести. Кабелите, жилото на които представлява многожичен проводник, са извънредно гъвкави, но имат по-големи загуби от тези кабели, чието жило представлява единичен кръгъл проводник. Влагата, проникнала в един коаксиален кабел, не може да се отстрани и той става неизползваем.

5.1.6. Означение на високочестотните кабели

Съкратеното означение на типа на кабела се извършва съгласно публикация 78 на *IEC*. Според това ново съкратено означение първите цифри дават вълновото съпротивление на кабела в Ω.

При коаксиалните кабели второто число, разположено след чертичката, означава диаметъра на диелектрика, закръглен до цяло число милиметри. Третата цифра е пореден номер по препоръка 96-2 на *IEC*.

Пример

Кабел тип 60-10-3
Това означава:
60—вълново съпротивление 60 Ω;
10—диаметър на диелектрика 10 mm;
3—пореден номер по *IEC*.

Ако коаксиалният кабел има външно защитно покритие, което се различава от нормалното изпълнение с обикновена *PVC*-обвивка, означението се продължава след точка зад поредния номер:

- .0 — изпълнение без защитна обвивка;
- .3 — изпълнение с пластмасова защитна обвивка и армиране;
- .4 — изпълнение с пластмасова защитна обвивка, армиране и втора външна пластмасова защитна обвивка;
- .40 — изпълнение с пластмасова защитна обвивка, екранировка и втора външна пластмасова защитна обвивка.

При симетричните високочестотни кабели след указанието за вълновото съпротивление (първото число) се поставя една буква за различаване на формата на напречното сечение на кабела.

Буквите означават:

- A — неширмован симетричен високочестотен кабел с тънък свързващ диелектричен слой между двата изолирани проводника;
- B — неширмован симетричен високочестотен кабел с постоянна дебелина на диелектрика, с който са обвити двата проводника;
- C — неширмован симетричен високочестотен кабел с диелектрик с форма на шлаух;
- D — ширмован симетричен високочестотен кабел.

След буквата за означаване на сечението на кабела при неширмованите симетрични високочестотни кабели се поставя една цифра, която означава разстоянието между двата проводника. При ширмованите симетрични високочестотни кабели с тази цифра (както при коаксиалните кабели) се дава диаметърът на диелектрика.

Накрая следват поредният номер и цифрите за означаване на външното защитно покритие. Означението е същото, както при високочестотните коаксиални кабели.

Пример

Високочестотен кабел тип 300A7-1
Това означава:
300 — вълново съпротивление 300 Ω;
A — неширмован симетричен високочестотен кабел с тънък свързващ диелектричен слой между двата изолирани проводника;
7 — разстояние между проводниците приблизително 7 m;
1 — пореден номер според препоръките на *IEC*.

5.1.7. Еднопроводна линия (линия на *Губо*)

За пренасяне на високочестотна енергия на по-големи разстояния с малки загуби понякога се използува еднопроводна линия. Тя е известна като *линия на Губо*, наречена така на името на своя откривател, физика от немски произход доктор *Георг Губо*.

Линията с повърхностни вълни има удивително проста конструкция. Тя се състои само от един метален проводник, който е обвит с един повече или по-малко дебел слой диелектрик (фиг. 5.16).

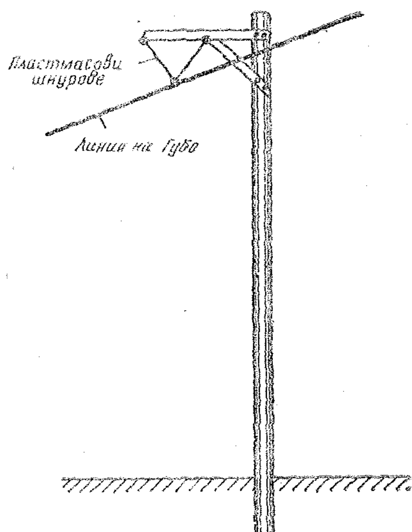
Изолационният материал, обвиващ проводника, предизвиква едно концентриране на електромагнитното поле около проводника. Както е известно, скоростта на разпространение на високочестотните вълни в изолационен ма-



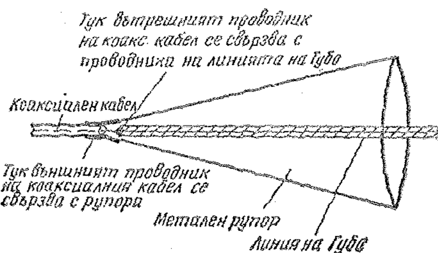
Фиг. 5.16. Конструкция на линията на Губо

териал е по-малка, отколкото в окръжаващия го въздух. Действието на диелектричната обвивка около проводника може да се представи, като се приеме, че тя задържа електромагнитното поле в близост до себе си. В диелектрика на пластмасовата обвивка се разпространява една съвсем незначителна част от енергията на полето; много по-голямата част протича през въздушното пространство, обвиващо проводника. В зависимост от конструкцията на линията (диаметър на металния вътрешен проводник, вид и диаметър на обвиващия пластмасов диелектрик) енергията на полето се пренася през едно цилиндрично въздушно пространство около проводника, което има радиус 2 до 3 дължини на вълната. Напрегнатостта на полето около проводника обаче спада бързо и почти 90% от предаваната енергия протича във въздушното пространство около проводника, което има радиус 0,7 λ. Предаването на енергията през въздушното пространство става практически без излъчване и затова при използването на линия на Губо се постига извънредно малко затихване на сигнала. Естествено предпоставка за едно такова разпространение на вълните без загуби е във въздушното пространство около линията да няма метални и по-големи диелектрични предмети. Диаметърът на въздушното пространство, в което се предава повече от 90% от цялата енергия, се нарича *граничен диаметър*.

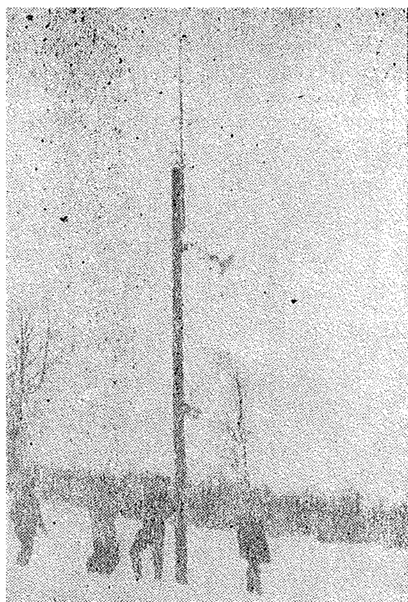
Линията на Губо би трябвало да се прокарва по възможност праволинейно. Допустими са промени на посоката с ъгъл на огъване до 20°. Целесъобразно е линиите с повърхностни вълни да бъдат окачвани на дървени мачти с напречни конзоли, както е показано на фигура 5.17. Линията се поддържа на съответното разстояние от носачите чрез V-образни шнурове. Тя представлява една несиметрична система и затова е логично свързването към източника на енергия да се извърши чрез късо парче коаксиален кабел. Това става чрез един металически рупор (фиг. 5.18). Външният проводник на коаксиалния кабел се запоява към рупора, а жилото на кабела се свързва с проводника на линията на Губо в дъното на рупора. Загубите от свързването се незначителни, когато размерите на рупора са достатъчно големи. Особено благоприятни резултати са постигнати при дължина на рупора 1 λ и диаметър около λ/2.

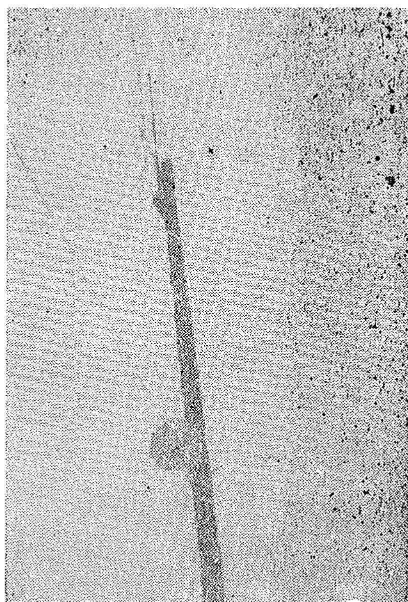


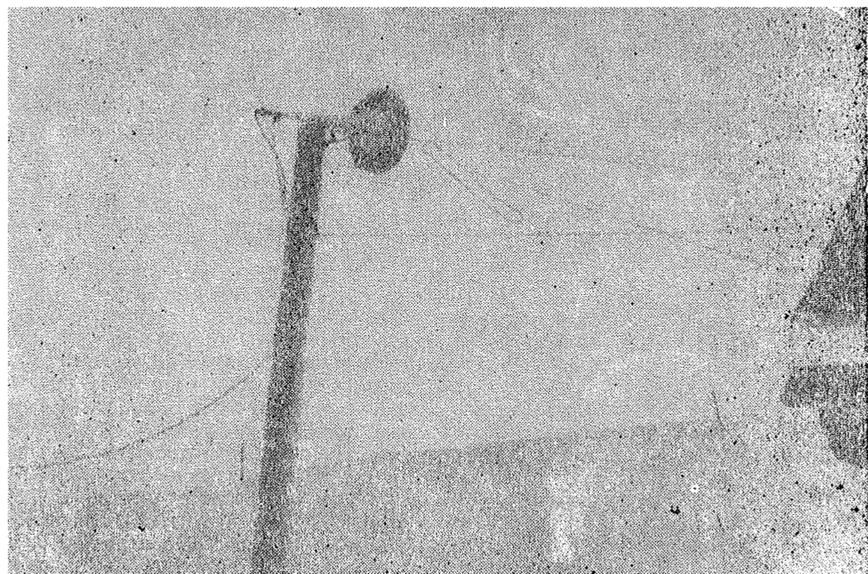
Фиг. 5.17. Правилно закрепване на линия на Губо



Фиг. 5.18. Преход от коаксиален кабел към линия на Губо







Фиг. 5.19. Практическо изпълнение на линия на Губо с експоненциални рупори

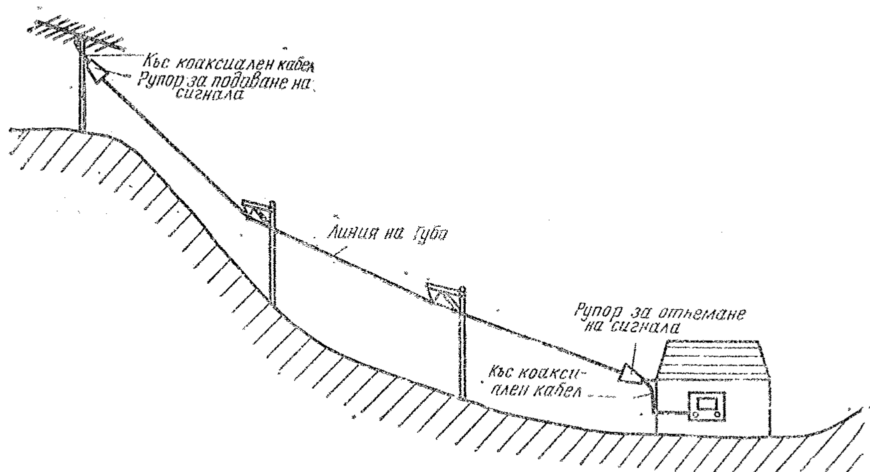
Таблица 5.3. Стойности на затихването при различни захранващи линии

Вид на линията	Затихване в Np/km при 200 MHz
Линии на Губо	
Диаметър на външната обвивка 25 mm	0,25
Диаметър на външната обвивка 10 mm	0,60
Диаметър на външната обвивка 8 mm	0,70
Диаметър на външната обвивка 5 mm	0,92
Коаксиални кабели	
Висококачествен коаксиален кабел, диаметър на външната обвивка 22 mm, за изолация между двата проводника служи диелектрична спирала	4,30
Добър коаксиален кабел с изолация от плътен диелектрик	9...15
Високочестотни лентови кабели (УКВ-лентови линии), екранирани, симетрични кабели	9...30

Таблица 5.4. Линии на Губо, произвеждани от VEB Kabelwerk Vacha

Линия на Губо	Тип 2/5—9109.0	Тип 4/10—9111.0
Проводник	Кръгъл меден проводник с диаметър 2 mm	Кръгъл меден проводник с диаметър 4 mm
Диелектрик	Полиетилен, диаметър 5 mm	Полиетилен, диаметър 10 mm
Средно затихване при:		
150 MHz	0,77 Np/km	0,50 Np/km
200 MHz	0,95 Np/km	0,63 Np/km
250 MHz	1,10 Np/km	0,76 Np/km
500 MHz	2,00 Np/km	1,40 Np/km
Граничен диаметър при:		
150 MHz	2,3 m	2,1 m
200 MHz	1,6 m	1,5 m
250 MHz	1,3 m	1,2 m
500 MHz	0,6 m	0,56 m

Добре работят експоненциалните рупори. С тях се постигат по-малки загуби при свързване, отколкото при един нормален рупор. Експоненциалната форма осигурява плавно преминаване от коаксиалния кабел към линията на Губо. На фиг. 5.19 е показано практическото изпълнение на линия на Губо с експоненциални рупори. Тази система служи за снабдяване с телевизионна програма на едно село, разположено в планинска долина. Приемната антена се намира на един връх, приетият телевизионен сигнал се усилва от усилвател в антенната мачта до необходимото ниво и след това се подава по линията на Губо към отделните телевизионни абонати. Отнемането на сигнала става съвсем просто чрез един дипол, свързан към линията. Много заключения могат да се направят от едно сравнение на стойностите на затихването на сигнала по линия на Губо и по продаваните коаксиални кабели и симетрични кабели с пластмасов диелектрик. От таблица 5.3 се виждат минималните загуби на линията на Губо. VEB *Kabelwerk Vacha* произвежда два типа линии на Губо. Те служат предимно за свързване на далеч



Фиг. 5.20. Пример за приложение на линия на Губо

разположени приемни телевизионни антени с приемниците на абонатите в зони с неблагоприятни условия за приемане. Тип 2/5-9109.0 се използува в области с нормални климатични условия; при по-голяма височина, където може да се очаква заледяване и силно заскрежаване, би трябвало да се предпочете типът 4/10-9111.0.

Основните технически параметри на тези линии са дадени в таблица 5.4.

Посоченото затихване се отнася за самата линия, без да се вземат пред вид свързващите рупори. Затихването е по-голямо при повишена влажност, съответно при покриване на линията със слой лед или скреж. Заводът-производител препоръчва диаметърът на най-широката част на конусообразния свързващ рупор да бъде най-малко 68% от граничния диаметър. В настоящия момент се експлоатират многобройни линии на Губо с дължина до 20 km. Те служат главно за осигуряване на телевизионна програма в отдалечени планински местности.

Използуването на линии на Губо има много предимства, когато по тях се пренася енергията на един УКВ-предавател към предавателните антени, разположени на висока мачта. Може да се предвиди, че линията с повърхностни вълни ще придобие особено значение за дециметровия обхват (IV и V телевизионен обхват). В много случаи радиолюбителите, работещи в УКВ- и телевизионния обхват, също могат да използуват нейните предимства.

Възможно е например със сравнително малко разходи антената да се монтира на благоприятна за приемане на сигнала височина и да се използува линия на Губо с дължина няколкостотин метра, за да се пренесе сигнал до приемник, разположен в долина, неудобна за радиовръзки (фиг. 5.20).

Освен това еднопроводната линия днес се използува и като захранваща линия с малки загуби за УКВ- и телевизионните предаватели във II, III и IV обхват. Особено интересно е използуването на линията на Губо като изкуствена антена. Ако една еднопроводна линия, дълга най-малко 20 дължини на вълната, се приближи постепенно до диелектрик с големи загуби, повърхностната вълна се поглъща почти напълно. Такива диелектрици с големи загуби са например бетонът, гранията, чакълът, глината, хумусът, пясъкът.

Трябва да се отбележи, че диелектричната обвивка на линиите на Губо най-често се състои от пластмаси на *полиетиленова* основа. При това диаметърът на металния проводник се отнася към външния диаметър на диелектричната обвивка, както 1:2,5. Тъй като *полиетиленът* старее при продължително излагане на слънчево лъчение,

този материал често се пигментира със сажди и с това се създава ефективна защита срещу стареене. С такива мерки обаче се влошават диелектричните свойства на полиетилена и загубите по линията се увеличават. Затова в последно време примес от сажди се прибавя само в най-външния слой на полиетиленовата обвивка и така се получава линия на Губо, която е много устойчива на стареене, а затихването не се увеличава забележимо. При първоначалните ориентировъчни опити радиолюбителите могат да използуват прости, изолирани с пластмаса медни проводници. Тези „спомагателни" линии на Губо обаче имат доста голямо поле на разсейване и по-голямо затихване.

5.2. Физически свойства на високочестотните кабели

Най-голямата възможна мощност се предава само тогава, когато импедансът на генератора R_i (напр. крайното стъпало на предавателя) е съгласуван с импеданса на консуматора R_a (напр. антената). Захранващата линия, която служи за пренасяне на енергията, също трябва да удовлетворява условието за съгласуване. Нейното вълново съпротивление Z трябва да бъде равно на R_i и R_a:

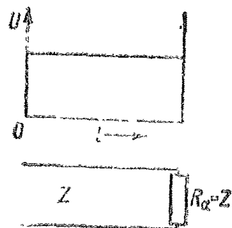
$$Z = R_i = R_a. \tag{5.14}$$

В този случай при съгласуване загубите при пренасяне на енергията се състоят само от загуби в медта (в проводника) и от диелектрични загуби.

5.2.1. Разпределение на напрежението по дължината на двупроводната линия

Ако една двупроводна линия е натоварена на края с товарно съпротивление R_a, което е равно на импеданса на линията Z, мощността, предавана по линията, се консумира без остатък в товарното съпротивление. При това напрежението(с това и токът)във всички точки на линията има постоянна стойност. Този случай на съгласуване е показан на фиг. 5.21.

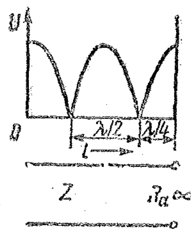
Когато съпротивлението в края на линията се отстрани, отвореният край



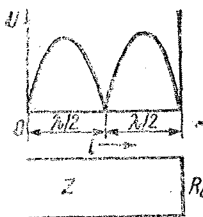
Фиг. 5.21 Разпределение на напрежението при съгласувана двупроводна линия ($R_a = Z$)

на линията представлява за тока едно безкрайно голямо съпротивление ($R_a = \infty$). Вълната, разпространяваща се от предавателя към края на линията, не намира там консуматор и затова се отразява отново към изходния си пункт (фиг. 5.22). Така по линията възникват една падаща и една отразена вълна. Поради крайното време на разпространение падащата и отразената вълна се наслагват. По този начин се получават максимуми и минимуми на напрежението, разпределени по дължината на линията, като в отворения край на линията винаги има максимум на напрежение (фиг. 5.22). За разпределението на тока са в сила същите разсъждения. В отворения край на линията не може да протече никакъв ток, затова там има минимум на тока (съотв. нула на тока). Следователно при максимум на напрежението съществува минимум на тока и обратно. Тъй като в случая се касае за вълново движение, казва се, че токът и напрежението са изместени на 90°. На всеки $\lambda/4$ разстояние максимумите на напрежението и тока се разменят в съответствие със синусоидалното разпределение. Тази вълнообразност на разпределението на тока и напрежението по линията се нарича *стоящи вълни*.

В една линия стоящи вълни възникват винаги когато съществуват отразени вълни. При това напрежението във всяка зададена точка на линията е



Фиг. 5.22. Разпределение на напрежението при двупроводна линия, отворена на края (празен ход, $R_a = \infty$)



Фиг. 5.23
Разпределение на напрежението при двупроводна линия, дадена на края на късо (късо съединение, $R_a=0$)

равно на векторната сума на напреженията на падащата и отразената вълна. Векторното представяне се базира на кривата на разпространение на електромагнитните вълни в зависимост от времето (вж. фиг. 1.1). Разпределението на тока и напрежението на стоящите вълни се определя от моментните фазови съотношения на падащата и отразената вълна, които зависят от времето на разпространение. Импедансът във всяка точка на захранващата линия е равен на отношението на напрежението и тока. Пулсациите на напрежението по дължината на една линия се изразяват чрез *коефициента на стоящи вълни s*. Той представлява отношението на най-голямото напрежение по линията към най-малкото напрежение по линията:

$$s=\frac{U_{max}}{U_{min}}, \qquad (5.15)$$

където s винаги е по-голям от 1.

В случая на съгласуване в линията съществува само падаща вълна, тъй като няма отразяване от товарното съпротивление R_a. Затова няма и пулсации и коефициентът на стоящи вълни s е равен на 1. Реципрочната стойност на коефициента на стоящи вълни се нарича коефициент на бягащи вълни m:

$$m=\frac{U_{min}}{U_{max}}, \qquad (5.16)$$

където m винаги е по-малък от 1.

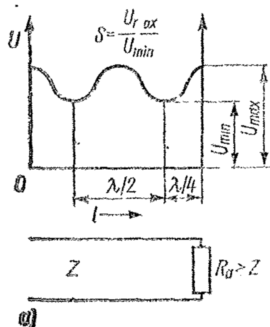
Съществува и следната взаимна зависимост:

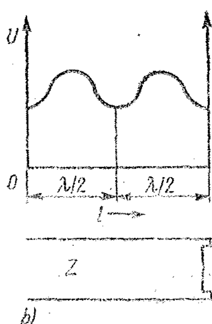
$$m=\frac{1}{s} \text{ и } s=\frac{1}{m}.$$

При една линия, дадена на края на късо, максимумите и минимумите на напрежение се изместват на λ/4 спрямо мястото им при линия, отворена на края. Това е така, защото при късо съединение ($R_a=0$) не може да има пад на напрежение (фиг. 5.23).

Празен ход и късо съединение са двата крайни случая на натоварване в края на линията. Те се познават по това, че на всеки λ/2 от дължината на линията има изразен минимум на напрежение.

По-нататък ще бъде изследван ходът на напрежението, в случай че товарното съпротивление R_a не е нито 0 (късо съединение), нито безкрайно голямо (празен ход). На фиг. 5.24*a* е показана кривата на напрежението за случай, в който товарното съпротивление R_a е по-голямо от вълновото съпротивление на линията Z. Сега не се получава пълно отразяване, защото една по-голяма или по-малка част от енергията се изразходва в товарното съпротивление. Към входа се отразяват само „излишните" части енергия, които R_a не може да погълне поради съществуващото разсъгласуване ($R_a>Z$), и те предизвикват появата на стоящи





Фиг. 5.24
Разпределение на напрежението при разсъгласувана двупроводна линия: *a*—$R_a>Z$, *b*—$R_a<Z$

вълни. Отношението на максимума на напрежение към минимума на напрежението — коефициентът на стоящи вълни — обаче е много по-малко, отколкото в случай на късо съединение или празен ход, и напрежението няма нулеви стойности.

Случаят $R_a < Z$ е представен на фиг. 5.24 *b*. Вижда се, че в края на линията има минимум на напрежението, докато съгласно фиг. 5.24*a* там има максимум на напрежение ($R_a > Z$). Коефициентът на отражение показва каква част от енергията се отразява от края на линията. Той се получава от

$$r=\frac{\frac{R_a}{Z}-1}{\frac{R_a}{Z}+1} \qquad (5.17)$$

или

$$r=\frac{R_a-Z}{R_a+Z}, \qquad (5.18)$$

където Z е вълновото съпротивление на линията, а R_a — товарното съпротивление в края на линията. Ако съпротивлението в края на линията е чисто активно (Z няма реактивни съставни), тогава r също не е комплексно число. r е положително число, когато $R_a > Z$, и отрицателно — когато $R_a < Z$.

Пример

Една захранваща линия с вълново съпротивление 240 Ω е натоварена с предавателна антена с активно входно съпротивление 480 Ω. Коефицинтът на отражение се пресмята по (5.17):

$$r=\frac{\frac{480}{240}-1}{\frac{480}{240}+1}=\frac{2-1}{2+1}=\frac{1}{3},$$

или $r \approx +0{,}33$.

Следователно амплитудата на отразената вълна възлиза на 1/3 или 0,33 от амплитудата на падащата вълна и има същия поляритет (знакът пред r е $+$, $R_a > Z$).

Ако съпротивлението в края на същата линия беше само 60 Ω, коефициентът на отражение щеше да бъде

$$r=\frac{\frac{60}{240}-1}{\frac{60}{240}+1}=\frac{0{,}25-1}{0{,}25+1}=\frac{-0{,}75}{1{,}25}=\frac{-3}{5},$$

или $r=-0{,}6$.

Накрая ще бъде разгледан случаят, в който $R_a=Z=240$ Ω. Тогава

$$r=\frac{\frac{240}{240}-1}{\frac{240}{240}+1}=\frac{1-1}{1+1}=\frac{0}{2}=0.$$

Коефициент на отражение 0 означава, че няма отразена вълна и пулсации на напрежението по линията.

Между бездименсионните коефициенти s, m и r съществуват и следните зависимости, от които се вижда взаимната им връзка:

$$s=\frac{1+r}{1-r}, \qquad (5.19)$$

както и

$$m=\frac{1-r}{1+r} \qquad (5.20)$$

и

$$r=\frac{1-m}{1+m}. \qquad (5.21)$$

Когато R_a е по-малко от Z, се получава

$$s=\frac{Z}{R_a} \qquad (5.22)$$

и

$$m=\frac{R_a}{Z}. \qquad (5.23)$$

Ако, обратно, $R_a > Z$, тогава

$$s=\frac{R_a}{Z} \qquad (5.24)$$

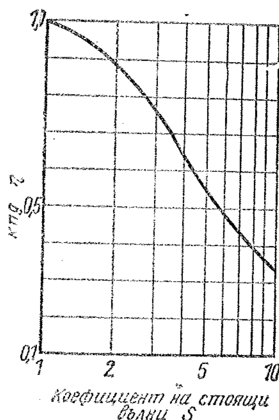
и

$$m=\frac{Z}{R_a}. \qquad (5.25)$$

Когато линията е натоварена на края с чисто реактивно съпротивление, както представлява капацитетът или индуктивността, разпределението на напрежението е същото, както при линия, отворена на края, или при линия, дадена на късо, защото реактивното съпротивление не консумира енергия, то я отразява. Кривата на напрежението само се измества по дължината на линията така, че напрежението в края на линията съответствува на пада на напрежение върху кондензатора или бобината.

Генераторът и товарът имат както активно, така и реактивно съпротивление. Реактивните съпротивления се означават със символа X. Те могат да имат положителен знак (индуктивно реактивно съпротивление, X_L) или отрицателен знак (капацитивно реактивно съпротивление, X_C).

Реактивните съпротивления пречат на съгласуването, защото предизвикват отражения и с това намаляват коефициента на полезно действие при предаването на енергията. Реактивните съставки на импеданса на крайното стъпало могат да се отстранят чрез съответната настройка. Входното съпротивление на антената има реактивни компоненти, когато тя не е настроена в резонанс с възбуждащата честота. В такъв случай или антената трябва да



Фиг. 5.25. Коефициент на полезно действие при пренасяне на енергията в зависимост от разсъгласуването между генератора и консуматора

се настрои в резонанс чрез промяна на дължината ѝ, или съществуващото например капацитивно реактивно съпротивление да се компенсира с индуктивност и обратно. Пълно съгласуване е възможно едва тогава, когато реактивните съставни са отстранени или компенсирани.

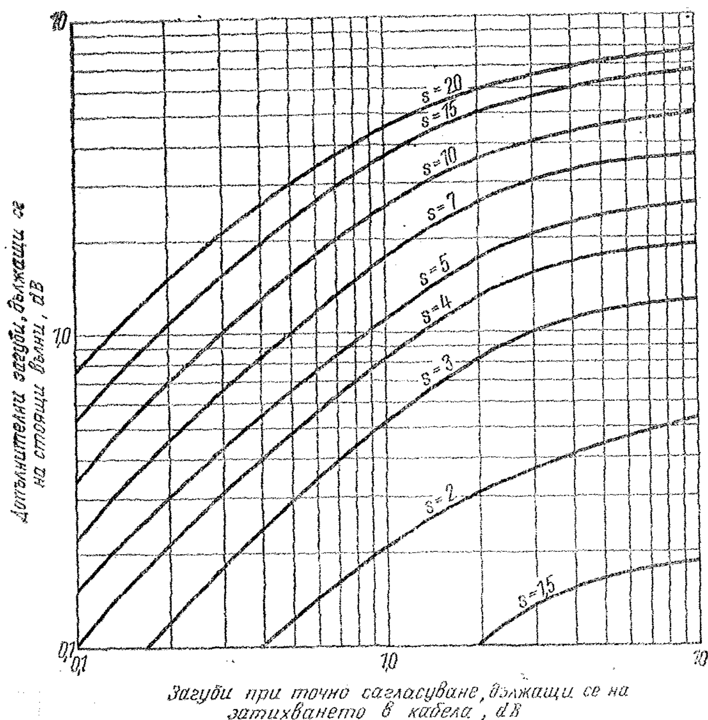
5.2.2. Допълнителни загуби на мощност от стоящи вълни и непредвидено излъчване

Загубите на мощност в една захранваща линия нарастват с увеличаване на пулсациите на напрежението. Тези загуби се сумират с разгледаните в раздел 5.1.4. загуби от затихване на сигнала във високочестотните кабели. Допълнителните загуби, предизвикани от неправилно съгласуване, могат да бъдат изведени от формулата за коефициента на стоящи вълни (5.15). Допълнителните загуби се определят от израза

$$\mathrm{dB} = 10 \lg \frac{(1+s)^2}{4s}. \qquad (5.26)$$

Все пак при малко несъгласуване тези допълнителни загуби са така незначителни, че се пренебрегват в повечето практически случаи. Това показва и диаграмата (фиг. 5.25), от която за коефициент на стоящи вълни s от 1,5 се отчита коефициент на полезно действие при пренасянето на енергия $\eta = 0{,}95$.

Общите загуби в dB, които възникват в една захранваща линия при неправилно съгласуване, могат да се отчетат от фиг. 5.26. За целта отначало се определят загубите на самата линия в dB. Това са неизбежните загуби от затихването на сигнала, които съществуват и при напълно съгласувана линия. Това честотно зависимо затихване се дава в каталозите на завода—производител на кабела. Върху хоризонталната ос на фиг. 5.26 се търси точката, която съответствува на стойността на затихването в dB, след това от тази точка се издига перпендикуляр до пресичането с кривата, означена със съществуващия в линията коефициент на стоящи вълни s. От пресечната точка се прекарва хоризонтална линия до ординатната ос, откъдето се отчитат (в dB) допълнителните загуби, предизвикани от неправилно съгласуване.



Фиг. 5.26. Допълнителни загуби в линията, предизвикани от неправилно съгласуване

Пример

Една предавателна антена се захранва с коаксиален кабел, дълъг 20 m. При една определена честота затихването на сигнала в кабела по каталог е 10 Np/km. Налице е неправилно съгласуване с коефициент на стоящи вълни $s=3$. Колко големи са общите загуби в dB?

При дължина на кабела 20 m затихването в него е

$$10\cdot\frac{20}{1000}=0{,}2\ \text{Np}$$

(1 Np=8,686 dB)

0,2 Np=8,686.0,2=1,75 dB.

Загубите на самия кабел, които се получават при точно съгласуване, възлизат на 1,75 dB.

От кривите на фиг. 5.26 може да се отчете, че при затихване на сигнала в кабела 1,75 dB (хоризонталната ос) и коефициент на стоящи вълни $s=3$ трябва да се има пред вид и допълнителна загуба, предизвикана от стоящите вълни, със стойност 0,75 dB (вертикална ос).

Общите загуби възлизат следователно на 1,75dB+0,75dB=2,5 dB.

По-нататък от фиг. 5.25 се вижда, че при общи загуби 2,5 dB от антената се излъчва едва 55% от мощността, подадена в началото на кабела.

Двупроводните линии, по които се предават високи честоти, са склонни да действуват като антени. Енергията, излъчена от тях в околното пространство, не допринася, общо взето, с нищо за увеличаване на полето в далечната зона; напротив, когато полето на една излъчваща захранваща линия се пресича с това на антената, се получават нежелателни изменения в насоченото действие на антената и допълнителни загуби. Както вече беше споменато,

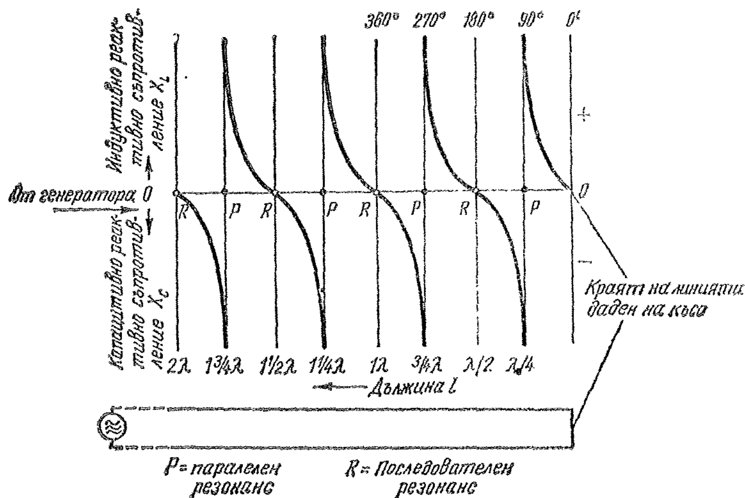
излъчващите захранващи линии могат да предизвикат освен това и смущения на радио- и телевизионното приемане.

От една страна, нежеланото излъчване на захранващите линии зависи от степента на несъгласуваност — то се увеличава с нарастване на коефициента на стоящи вълни. От друга страна, дори напълно съгласувана захранваща линия излъчва част от подаваната енергия.

Една двупроводна линия е симетрична спрямо земята, двата отделни проводника имат еднакво сечение и еднакво разположение над земната повърхност. Затова токовете, протичащи по двата проводника, са еднакво големи, но с противоположна полярност. Магнитните полета, породени от тези токове, също са противоположни. Те биха се компенсирали напълно, ако двата проводника съвпаднат един с друг в пространството — нещо, което на практика никога не става. Тъй като двата проводника винаги са разположени в пространството на известно разстояние един от друг, компенсацията на магнитните им полета не е пълна. Загубното излъчване на двупроводната линия нараства пропорционално на квадрата на разстоянието между проводниците и на работната честота. Това означава, че разстоянието между проводниците трябва да намалява при нарастване на използуваната честота.

В раздел 5.1.5. вече бяха дадени практически указания за саморъчна направа и целесъобразното прокарване на двупроводни линии при отчитане на загубите от излъчване.

Коаксиалните кабели са изгодни по отношение на загубите от излъчване, защото при тяхната конструкция (с аксиална симетрия) едно излъчване на енергията навън е малко вероятно. Действително в този случай също могат да се появят така наречените *повърхностни вълни*. Това са компенсационни токове, които протичат по външния проводник на кабела, при което обвивката на кабела излъчва енергия. Повърхностни вълни възникват при несиметрия, например когато една симетрична антена е свързана направо към един несиметричен кабел или когато целият комплекс — антена и захранващ коаксиален кабел — е в резонас с възбуждащата честота (резонанс на висша хармонична) и затова като цяло излъчва. Тук би могло да се помогне с изменяне на дължината на кабела.



Фиг. 5.27. Импеданс на двупроводна линия, дадена на края на късо, в зависимост от дължината на линията *l*, изразена в λ

5.2.3. Двупроводната линия като настройващ елемент

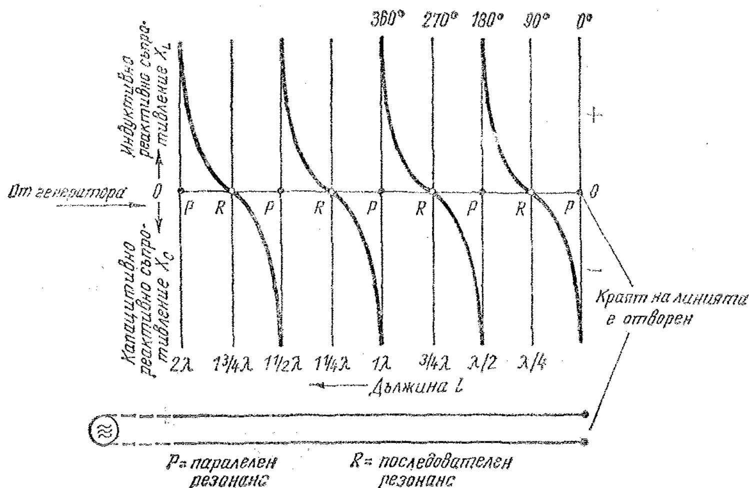
Вече беше установено, че когато една линия не е натоварена със съпротивление, равно на нейното вълново съпротивление Z, по нея се образуват стоящи вълни. Те представляват максимуми на ток и напрежение, изместени по фаза един спрямо друг. Затова за всяка точка от линията може да се изчисли импеданс (частно от напрежение и ток). Фазовата разлика между тока и напрежението предизвиква появата и на реактивно съпротивление. В зависимост от посоката на фазовото изместване то може да има индуктивен (X_L) или капацитивен (X_C) характер.

На фиг. 5.27 са показани кривите на импеданса на двупроводна линия, дадена накрая на късо, в зависимост от дължината на линията в λ. При това (както обикновено) индуктивните компоненти са нанесени над нулевата линия (+), а капацитивните (—) — под нея. Изхождайки от свързания накъсо край на линията, импедансът нараства в областта на индуктивните съпротивления и на разстояние λ/4 от края на линията достига една почти безкрайна стойност. Тъй като обаче в същата точка съществува и точно толкова голямо капацитивно съпротивление, импедансът няма нито индуктивен, нито капацитивен характер, а представлява едно много голямо активно съпротивление. Може също така да се каже, че на разстояние λ/4 от късото съединение едно индуктивно реактивно съпротивление X_L е свързано паралелно към капацитивно реактивно съпротивление X_C, като двете съпротивления са равни по абсолютна стойност. Едно такова свързване в същност представлява известният паралелен резонансен кръг и една двупроводна линия с дължина λ/4, свързана на късо на края, има всички свойства на паралелен трептящ кръг.

Капацитивното реактивно съпротивление в областта между λ/4 и λ/2 достига нулева стойност при λ/2 и отново става чисто активно, но теоретически неговата стойност е 0. На една двупроводна линия с дължина λ/2, свързана на късо на края, могат да бъдат приписани всички свойства на последователен резонансен кръг.

Във връзка с тези определения може да се добави, че проходното съпротивление в лентата на пропускане на един последователен резонансен кръг *без загуби* също така е нула, докато това на паралелния резонансен кръг *без загуби* е безкрайно голямо.

Кривите на импеданса се повтарят



Фиг. 5.28. Импеданс на двупроводна линия, отворена на края, в зависимост от дължината на линията l, изразена в

Линия, дадена на края на късо			Линия, отворена на края		
Електрическа дължина на линията	Разпределение на напрежението по линията	Действува като	Електрическа дължина на линията	Разпределение на напрежението по линията	Действува като
По къса от $\lambda/4$ ($< 90°$)			По къса от $\lambda/4$ ($< 90°$)		
$\triangleq \lambda/4$ ($= 90°$)			$\triangleq \lambda/4$ ($= 90°$)		
По дълга от $\lambda/4$, по къса от $\lambda/2$ ($> 90°$, $< 180°$)			По дълга от $\lambda/4$, по къса от $\lambda/2$ ($> 90°$, $< 180°$)		
$\triangleq \lambda/2$ ($= 180°$)			$\triangleq \lambda/2$ ($= 180°$)		

Фиг. 5.29. Отворена и затворена линия с дължина, по-малка от $\lambda/2$, използувана като настройващ елемент

в същия ред. Една двупроводна линия, свързана накрая накъсо, може да бъде разглеждана в зависимост от дължината ѝ по отношение на λ като индуктивност, като капацитет, като последователен резонансен кръг или като паралелен резонансен кръг.

Една двупроводна линия, отворена на края, има аналогични свойства. При нея кривите на импеданса само са изместени на 90° спрямо тия на двупроводна линия, дадена накрая накъсо (фиг. 5.28). В отворения край на линията се намира едно почти безкрайно голямо капацитивно реактивно съпротивление, което достига нулевата стойност при $\lambda/4$. Там линията представлява един последователен резонансен кръг (импедансът е чисто активен). Между $\lambda/4$ и $\lambda/2$ реактивното съпротивление е индуктивно, при $\lambda/2$ отново се получава паралелен резонанс и т. н.

Отрязъците от линията, които се използуват като части от схема (индуктивност, капацитет или кръг), обикновено имат дължина, по-малка или равна на $\lambda/4$; така могат да се постигнат всички желани резултати. Ако например е необходима индуктивност, взима се една двупроводна линия, свързана накрая накъсо, с дължина $\lambda/4$. Ако същата линия е отворена накрая, получава се капацитет. На края, с една двупроводна линия, свързана на края накъсо, която има електрическа дължина точно $\lambda/4$, се получава паралелен резонансен кръг. При отворена накрая линия този кръг се преобразува в последователен трептящ кръг.

На фиг. 5.29 още веднъж в по-нагледна форма са показани свойствата на отворената и затворената двупроводна линия като настройващ елемент. Областта на приложение на такива линии е много широка. Както ще бъде показано по-късно, с използуването им могат да бъдат компенсирани реактивни съпротивления и да се трансформират импеданси.

Когато отрязък от линията се използува като реактивно съпротивление, стойността на това съпротивление зависи от електрическата дължина на линията l и от нейното вълново съпротивление Z. При предположение, че линията няма загуби или пък те са съвсем малки, индуктивното съпротивление за отрязък с дължина $\lambda/4$, свързан накъсо накрая, се изчислява по формулата

$$X_L = Z \operatorname{tg} l, \tag{5.27}$$

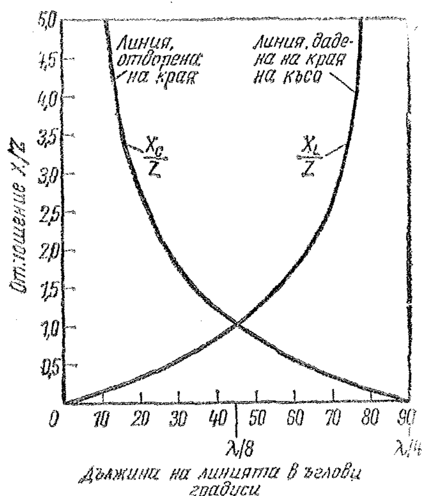
където X_L е в Ω.

Дължината l при това се изразява в ъглови градуси (вж. фиг. 1.1). От това равенство следва още едно важно заключение: тъй като тангенсът от ъгъл 45° е 1, съпротивлението X_L в точката, отдалечена на 45° ($\lambda/8$) от късото съединение, винаги е равно на вълновото съпротивление Z на линията.

По аналогичен начин капацитивното реактивно съпротивление на двупроводна линия с дължина $\lambda/4$, отворена накрая, се получава от

$$X_C = Z_C \operatorname{ctg} l. \tag{5.28}$$

Понеже котангенсът от ъгъл 45° също е равен на 1, X_C на разстояние $\lambda/8$ от отворения край на линията е равно на Z. Като са използувани (5.27) и (5.28), е построена фиг. 5.30, от която се вижда стойността на реактивното съпротивление на отрязък от двупроводна линия с дължина $\lambda/4$ в зависимост от електрическата дължина (изразена в ъглови градуси). Тази стойност се получава като отношение X/Z за отворена (X_C) и дадена накъсо (X_L) линия.



Фиг. 5.30. Номограма за определяне на реактивното съпротивление на двупроводна линия с дължина, по-малка от $\lambda/4$, отворена или дадена накрая накъсо, в зависимост от вълновото съпротивление и дължината на линията, изразена в ъглови градуси

Пример

Един отрязък от двупроводна линия с вълново съпротивление 400 Ω има електрическа дължина $\lambda/12=30°$ и е свързан накрая накъсо. Трябва да се определи индуктивното съпротивление X_L.

От точката 30°, намираща се върху абсцисната ос, се издига перпендикуляр до пресичането му с кривата X_L. На една и съща височина с пресечната точка върху ординатната ос се намира стойността на $X/Z \approx 0,6$. Следователно $X_L = 400 . 0,6 = 240\ \Omega$.

Ако същата линия беше отворена на края, реактивното съпротивление X_C трябваше да се търси от пресечната точка с кривата X_C и отношението X/Z щеше да бъде 1,75. Като резултат би се получило

$$X_C = 400 . 1,75 = 700\Omega.$$

Разбира се, тези криви могат да се използуват и за обратни изчисления. Ако например е нужен отрязък от двупроводна линия, който да има предварително зададено реактивно съпротивление, тогава отначало се пресмята частното от X/Z и се търси тази стойност върху ординатната ос. От тази точка се прекарва права, успоредна на абсцисата, до пресичането ѝ със съответната крива и след това се намира необходимата дължина на отрязъка в ъглови градуси (върху абсцисната ос).

Индуктивностите и капацитетите, еквивалентни на индуктивните или капацитивни реактивни съпротивления, са честотно зависими. Те могат да бъдат изчислени от известните съотношения

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \tag{5.29}$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \tag{5.30}$$

или да бъдат отчетени от съответните номограми (напр. фиг. 6.19 и 6.20).

5.3. Видове захранване на антените

Тъй като, общо взето, всяка антена трябва да се постави колкото е възможно по-високо и по-далеч от други

обекти, като правило трябва да се предвиди една повече или по-малко дълга линия за пренасянето на енергия между предавателя, съотв. приемника, и антената. Захранващата линия не е необходима само в изключителни случаи, например при ръчните радиотелефони и приемниците за лов на лисици.

Радиолюбителите могат да използуват два начина за захранване на антените — чрез *настроена* линия и чрез *съгласувана* линия. В някои случаи е целесъобразно да се приложи комбинация от настроени и съгласувани линии; в такъв случай може да се говори за *смесено* захранване.

5.3.1. Съгласувана захранваща линия

Ако за една захранваща линия е изпълнено условието за съгласуване (формула 5.14), напрежението и токът по линията имат постоянна амплитуда, както е показано на фиг. 5.21. Тъй като в нито една част на линията няма пулсации, няма ограничения за дължината на линията, тогава — поне при коаксиалните кабели — съществува само неизбежното честотно зависимо затихване (вж. раздел 5.1.4).

При симетричните неекранирани двупроводни линии трябва да се имат пред вид и незначителните загуби от излъчване, които бяха описани вече в раздел 5.2.2. По начало предаване на мощност с най-малко загуби при равни други условия може да се осъществи с една точно съгласувана захранваща линия.

Разпространяващите се по една съгласувана линия вълни се наричат също така и *бягащи вълни*. Съгласуваните линии в радиолюбителския речник понякога се наричат *„равни линии"* (англ.: *Flat-line*), като с това се има пред вид двупроводна линия без стоящи вълни.

Малките неточности в съгласуването рядко могат да бъдат избягнати напълно; в противен случай възникват така наречените *псевдобягащи* вълни. Това са бягащи вълни, към които е насложена по-голяма или по-малка компонента стоящи вълни, приблизително както е показано на фиг. 5.24. За любителски цели в повечето случаи е приемлив коефициент на стоящи вълни до $s=2$.

Неточности в съгласуването между входа на захранващата линия и крайното стъпало на предавателя (съответно входа на приемника) могат да се отстранят лесно, защото съвременните любителски предаватели съдържат винаги леснодостъпни свързващи елементи, които улесняват съгласуването на съпротивленията. Появяващите се реактивни компоненти трябва да се отстранят чрез точна настройка в резонанс на изходния кръг на предавателя.

Свързването на захранващите линии към предавателите е описано в раздел 8. По-трудно или поне по-неудобно е да се отстранят грешките в съгласуването, които съществуват в обикновено труднодостъпните точки на свързване на кабела с антената. Те не се влияят от манипулации, извършвани в този край на кабела, който е свързан откъм предавателя, или поне влиянието не е такова, че пулсациите на напрежението да изчезнат. Затова разсъгласуването, което се предизвиква от антената, също трябва да се отстрани при антената. Това става чрез съгласуващи и трансформиращи елементи, които са описани в раздел 6. Съгласуването на съпротивленията води до успех само тогава, когато са отстранени съществуващите индуктивни или капацитивни реактивни компоненти. Те възникват винаги когато антената не е настроена в резонанс с възбуждащата честота. В раздел 6 също така е показано и как могат да се компенсират реактивни компоненти.

Всички типове двупроводни линии могат да се използуват като съгласувани захранващи линии. Това се отнася и за саморъчно направените фидери с определено вълново съпротивление. Най-целесъобразно е използуването на коаксиални кабели, които могат да бъдат свързани към симетрични антени (напр. диполи) само чрез симетриращи устройства (вж. раздел 7).

В обхвата на ултракъсите и дециметровите вълни се работи изключително със съгласувани захранващи линии. Съгласуваната линия може да се препоръча като оптимално решение и за еднообхватните антени в късовълновия диапазон. Предавателните антени, които чрез възбуждане с висши хармонични трябва да работят като многообхватни, могат да бъдат захранени със съгласувана линия само в ограничен



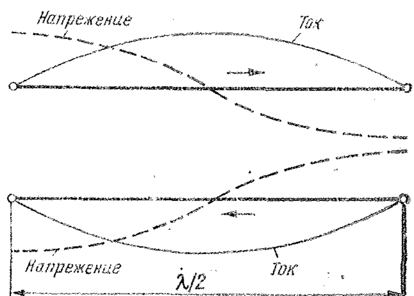
Фиг. 5.31. Захранваща линия, $Z=300\ \Omega$

брой случаи. Както ще бъде показано по-късно, при възбуждане на една антена с хармонични на основната честота нейното входно съпротивление и мястото на резонанса се променят, така че точно съгласуване може да бъде нагласено винаги само за един любителски обхват. За всички други обхвати съществуват разсъгласуване и реактивни компоненти. Изходи от подобно положение са дадени в раздел 5.3.3. На фиг. 5.31 като практически пример е представена една саморъчно направена захранваща линия с вълново съпротивление 300 Ω.

5.3.2. Настроена захранваща линия

В раздел 5.2.3 вече беше установено по какъв начин един отрязък от линия действува като настройващ елемент. По-нататък от фиг. 5.27, 5.28 и 5.29 може да се види, че импедансът на една настроена линия става реален във всеки възел на тока и напрежението. Възли на тока и напрежението се образуват един след друг на всеки λ/4 от дължината на линията. Затова една линия се означава като *настроена*, когато електрическата ѝ дължина възлиза на λ/4, 2. λ/4, 3. λ/4 и т. н. Въпреки че по една такава линия съществуват стоящи вълни, нейният входен и изходен импеданс е реален (чисто активен).

На фиг. 5.32 е показано разпределението на напрежението и тока по една настроена двупроводна линия, чиято електрическа дължина възлиза на λ/2. Двете стрелки за посоката показват това, че токовете в двата проводника протичат в противоположни посоки, което може да се познае също и от местоположението на максимумите на тока. Както беше казано, двете полета до голяма степен се неутрализират взаимно и излъчването на линията силно намалява. То е толкова по-малко,



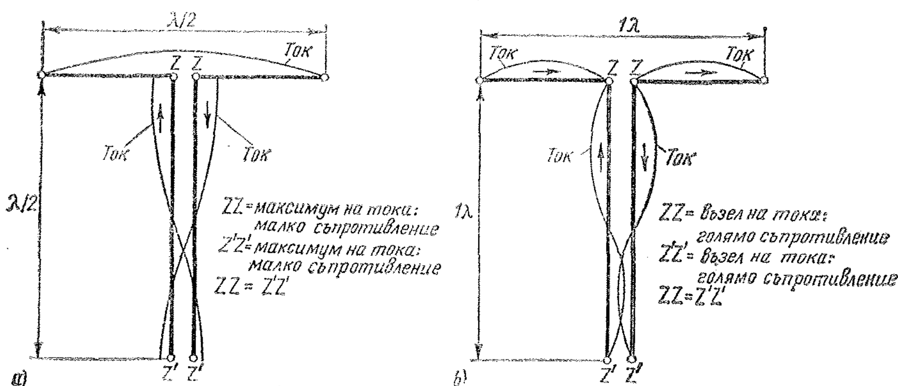
Фиг. 5.32. Стоящи вълни в двупроводна линия с електрическа дължина λ/2

колкото е по-малко разстоянието между проводниците и колкото по-ниска е честотата. Тъй като малкото разстояние между проводниците е равнозначно на малко вълново съпротивление, в общия случай следва, че една линия с малко вълново съпротивление излъчва при зададена честота по-малко енергия в околното пространство (по-малки загуби от излъчване), отколкото една линия с голямо вълново съпротивление.

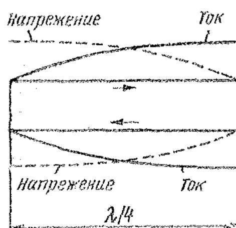
От фиг. 5.32 освен това може да се види, че на входа и на изхода на една двупроводна линия с дължина λ/2 се появява един и същ импеданс, защото частното на напрежението и тока в двата случая има еднаква стойност. Това, че напрежението е изместено по фаза на 180°, при тези разглеждания няма значение. От тези познания може да бъде изведено следното практическо правило:

Една настроена захранваща линия с електрическа дължина λ/2 или с дължина, цяло число пъти по-голяма от половината дължина на работната вълна (2. λ/2, 3. λ/2 и т. н.), възстановява в края си съществуващото в началото на линията отношение на тока към напрежението. Затова входният импеданс на антената се предава в отношение 1 : 1 към началото на линията.

Това означава, че при самата антена не са необходими никакви мерки за съгласуване на входното съпротивление, защото то независимо от неговата величина се пренася в отношение 1 : 1 към началото на линията. Там входното съпротивление на антената може да бъде съгласувано с прости средства към импеданса на крайното стъпало на предавателя или към импеданса на входа на приемника. С една настроена захранваща линия е възможно антената да се използува и за работа в няколко обхвата чрез възбуждане с висши хармонични, което не е възможно при една съгласувана захранваща линия. Един такъв режим на работа е показан на фиг. 5.33. Тук един полувълнов дипол, чиято резонансна честота възлиза напр. на 7 MHz, се възбужда чрез една настроена полувълнова линия (фиг. 5.33*a*). Полувълновата линия, чието вълново съпротивление в случая има второстепенно значение, пренася входното съпротивление *ZZ* на полувълновия дипол (кръгло 60 Ω) в отношение 1 : 1 като *Z'Z'* в началото на линията. Същият дипол, възбуден с двойно по-голяма честота (14 MHz), би представлявал един целовълнов дипол с голямо входно съпротивление *ZZ* (вж. раздел 4.2.). Полувълновата захранваща линия става целовълнова линия (с дължина 2. λ/2), както е показано на фиг. 5.33*b*. Високоомното входно съпротивление на антената *ZZ* се пренася като съпротив-



Фиг. 5.33. Диполи с настроена захранваща линия; *a* — настроена двупроводна линия с дължина λ/2, която пренася входното съпротивление на дипола в отношение 1:1, *b* — същият дипол, възбуден с двойно по-висока честота; полувълновият дипол се превръща в целовълнов, захранващата линия сега също има дължина 1 λ *Z'Z'* също е равно на *ZZ*



Фиг. 5.34 Разпределение на тока и напрежението по двупроводна линия с електрическа дължина λ/4

ление $Z'Z'$ със същата стойност в началото на линията и там трябва да се съгласува с изхода на предавателя.

Както е известно, входният и изходен импеданс на една двупроводна линия при електрическа дължина λ/4 стават реални (вж. раздел 5.2.3). Затова една четвъртвълнова линия също може да се постави като настроена захранваща линия. Разпределението на тока и напрежението по дължината на четвъртвълновата линия е представено на фиг. 5.34. Отношенията ток/напрежение в началото и в края на линията са обратни. От това може да се направи заключението, че едно високоомно съпротивление в началото на линията се появява на изхода на линията като нискоомно и обратно. Затова една четвъртвълнова линия се нарича направо четвъртвълнов трансформатор (описан подробно в раздел 6). При четвъртвълновата линия вълновото съпротивление отново има важно значение, защото то определя коефициента на трансформация по равенството

$$Z = \sqrt{Z_E . Z_A}, \tag{5.31}$$

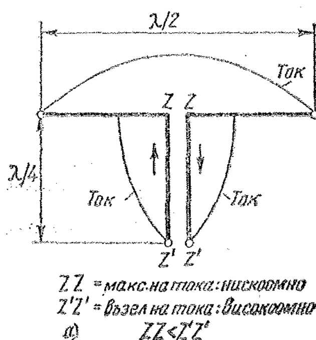
където Z_E е входното съпротивление на линията, Z_A — изходният импеданс на линията.

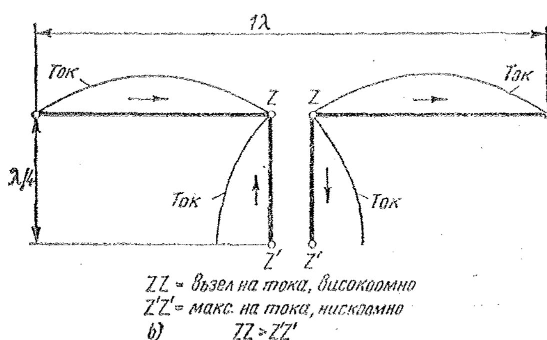
За настроената четвъртвълнова линия може да бъде формулирано следното правило:

Една настроена захранваща линия с електрическа дължина λ/4 или с дължина, нечетно цяло число пъти поголяма от λ/4 на дължината на работната вълна (3/4 λ, 5/4 λ, 7/4 λ и т. н.), има на изхода си разпределение на тока и напрежението, обратно на това в началото на линията. Затова се извършва трансформация на импедансите.

На фиг. 5.35 са представени антени с четвъртвълнови захранващи линии. На фиг. 5.35*a* е показан един полувълнов дипол, чието ниско входно съпротивление ZZ (около 60 Ω) в съответствие с равенство (5.32) се появява в края на линията като високоомно съпротивление $Z'Z'$. На фиг. 5.35*b* е показано как високоомното входно съпротивление на един целовълнов дипол ZZ става нискоомно, което следва от разпределението на тока.

Настроената захранваща линия може да се разглежда като неизлъчващо удължение на антената. Захранващата линия и антената като цяло трябва да



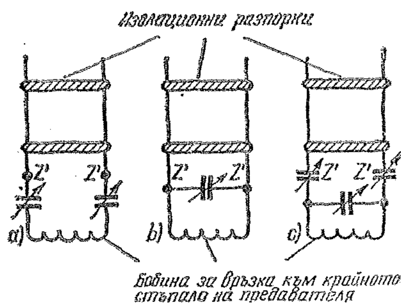


Фиг. 5.35. Диполи с настроена захранваща линия: *a* — полувълнов дипол с настроена четвъртвълнова захранваща линия; ниското входно съпротивление на излъчвателя ZZ се появява в точките на захранване като високо входно съпротивление $Z'Z'$, *b* — целовълнов дипол с настроена четвъртвълнова захранваща линия; високото входно съпротивление на излъчвателя ZZ се трансформира в ниско съпротивление $Z'Z'$

представляват резонансен елемент. Това означава, че излъчващият и неизлъчващият участък, разгледани поотделно, могат да не бъдат в резонанс на работната честота, докато при електрическото им свързване трябва да са в резонанс на нея. Затова реактивните компоненти, получаващи се напр. при неточното оразмеряване на един излъчвател (твърде къс или пък по-дълъг от необходимото), могат да се елиминират чрез удължаване или скъсяване на захранващата линия в отдалечения от антената край. На практика това става не чрез механично удължаване или скъсяване на линията, а електрически — чрез подходящо звено за връзка с антената в края на захранващата линия (фиг. 5.36).

При това първо трябва да се установи дали краят на линията е високоомен (възел на тока) или нискоомен (максимум на тока). При връзка по ток се използува последователното захранване (фиг. 5.36*a*), а при връзка по напрежение (високоомка) — паралелното захранване, показано на фиг. 5.36*b*. За многообхватни антени е целесъобразно използуването на едно универсално звено за връзка (5.36*c*), защото то може да бъде използувано по избор или за връзка по ток, или за връзка по напрежение. Много подходящи са и симетричните π-филтри (*Collins*-филтри). Такива системи за връзка с антената са описани в отделен раздел.

Трябва да се спомене още и това, че настроените захранващи линии не би



Фиг. 5.36. Свързване на захранващата линия *a* — свързване на захранващата линия към предавателя, $Z'Z'$ е нискоомно (връзка по ток) *b* — свързване на захранващата линия към предавателя, $Z'Z'$ е високоомно (връзка по напрежение), *c* — универсално звено за връзка, използувано по избор за връзка по ток или по напрежение

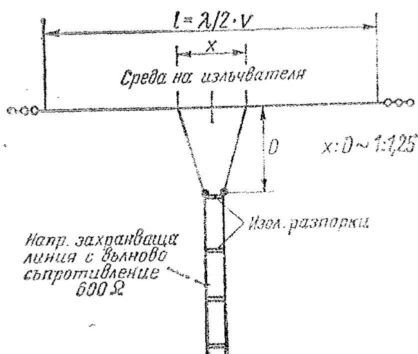
трябвало да се оразмеряват геометрически точно за резонанс, защото в такъв случай могат да се появят синфазни спрямо земята вълни (така нареченият *Marcony*-ефект). Тогава настроената линия действува като антена и сама излъчва силно. Затова се препоръчва винаги настроената линия да се оразмерява по-дълга или по-къса, отколкото е необходимата за резонанс дължина, и след това да се донастрои в резонанс с помощта на звеното за връзка с антената.

Смесеното захранване, една комбинация между съгласувана и настроена захранваща линия, е описано в раздел 8.

6. Съгласуващи и трансформиращи елементи

Поставянето на съгласуващи и трансформиращи елементи в точките на свързване на антената с кабела се извършва само в случай на използуване на съгласувани захранващи линии, защото единствено тогава е необходимо съгласуване на импедансите. При настроената линия самата линия представлява трансформиращ елемент.

Една антена, която може да мине без допълнителни съгласуващи елементи, е винаги по-добра и по електрически, и по механични показатели. Освен това някои трансформиращи елементи имат нежелателното свойство да стесняват широчината на честотната лента на антената. Затова винаги би трябвало да се опита използуването на такива конструкции на излъчватели, при които входното съпротивление направо съответствува на вълновото съпротивление на предвидената за свързване към антената захранваща линия. В УКВ-обхвата това е сравнително просто, в този случай най-годен се оказва шлейфвибраторът. При него чрез съответна изработка може да се получи практически всяка желана стойност на входното съпротивление (вж. раздел 4.1). В късовълновия обхват обаче по механични причини шлейфвибратор не може да се направи или пък може да се реализира само несъвършена конструкция.



Фиг. 6.1. Делта-съгласуване

Съгласуващи и трансформиращи елементи се употребяват не само в точките на свързване на антената с кабела, но и като свързващи елементи в комбинации от диполи.

6.1. Делта-съгласуване

Делта-съгласуването, показано на фиг. 6.1, се използува често, когато трябва да се съгласува един късовълнов дипол към саморъчно направена двупроводна линия с вълново съпротивление между 400 и 600 Ω. Аналогично на разпределението на тока и напрежението и на получаващия се от него импеданс при делта-съгласуването линията се свързва към две симетрични спрямо средата на излъчвателя точки, в които импедансът съответствува на вълновото съпротивление на захранващата линия. Необходимото при това раздалечаване на проводниците на захранващата линия придава на конструкцията изглед на гръцка главна буква делта (Δ), заради което този начин на съгласуване се означава като *делта-съгласуване*.

Свързването на линията се отразява като удължаване на антенния проводник и затова измества неговата резонансна честота към по-ниските честоти. Поради това за работната честота, за която е оразмерен излъчвателят без делта-съгласуването, в точките на свързване на кабела към антената съществува една по-голяма или по-малка индуктивна реактивна съставна; това означава, че трябва да се има пред вид един определен коефициент на стоящи вълни по линията. Стоящите вълни се намаляват или се отстраняват напълно, когато дължината на антенния проводник

се оразмери за малко по-голяма от желаната работна честота (проводникът допълнително се скъсява). Обусловената от това капацитивна реактивна съставна на импеданса на антената може след това да се компенсира до голяма степен от индуктивната съставна на делта-съгласуването.

Общо взето, може да се каже, че съотношението на дължините $X : D$ трябва да възлиза на около 1 : 1,25. При съгласуването на една захранваща линия с вълново съпротивление 600 Ω към един полувълнов дипол могат да се използуват следните приблизителни формули:

$$X = \frac{3600}{f} \text{ за КВ антени;} \qquad (6.1)$$

$$X = \frac{3450}{f} \text{ за УКВ антени;} \qquad (6.2)$$

$$D = \frac{4510}{f}, \qquad (6.3)$$

където X и D са в cm, а f — в MHz.

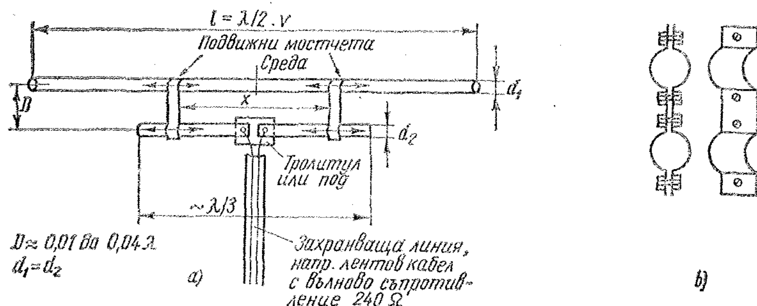
Делта-съгласуването има това предимство от механична гледна точка, че антенният проводник не се разделя в геометричната му среда, както, общо взето, е необходимо да се направи при полувълновия дипол. Средата на излъчвателя може без колебание да се свърже електрически към метална носеща конструкция, съотв. да се заземи.

6.2. Т-съгласуване

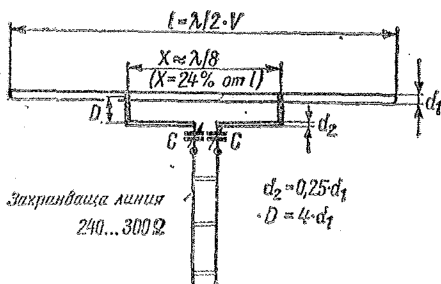
Т-съгласуването, показано на фиг. 6.2, е произлязло от делта-съгласуването. То представлява едно изменение на делта-съгласуването, при което се използуват механично твърди елементи, и е особено удобно за излъчватели с тръбообразен проводник. От това следва, че Т-съгласуване се използува предимно в УКВ-обхвата. С известни изменения и електрически подобрения обаче то се среща и при късовълновите въртящи се насочени излъчватели (гама- и омега-съгласуване).

В УКВ-обхвата Т-съгласуването няма някакви особени предимства пред шлейфвибратора, ако се изключи незначителната икономия на материал. Напротив, изводите от излъчвателя — също както при делта-съгласуването — са причина за появата на реактивна компонента. Поради прекарването на отрязъци от проводник успоредно и на малко разстояние от антенния проводник тази компонента става още по-голяма, отколкото при делта-съгласуването. Свързаните с това трудности могат да бъдат избягнати чрез използуването на подходящо оразмерени шлейфвибратори, както вече беше споменато в началото на раздела.

Входното съпротивление на съгласуващия Т-елемент, показан на фиг. 6.2, е реално, ако разстоянието X възлиза на 0,475 от дължината на дипола l. При това се предполага, че D възлиза на 0,033 λ, като трябва да се изберат $d_1 = d_2$ и отношение λ/d_1 около 150. Когато са изпълнени тези условия, в точките на свързване на Т-елемента към кабела съществува реален входен импеданс със стойност кръгло 650 Ω, стига излъчвателят да се състои само от един обикновен полувълнов дипол



Фиг. 6.2. Т-съгласуване: *a* — вариант за практическа изработка на съгласуващия елемент, *b* — вариант за конструкцията на подвижните мостчета



Фиг. 6.3. Т-съгласуване с капацитивна компенсация

Тъй като входното съпротивление на един полувълнов дипол е между 60 и 70 Ω, с един оразмерен по този начин съгласуващ Т-елемент се постига отношение на трансформация на импеданса 1:10. Всички други възможни изводи от излъчвателя дават в резултата комплексни входни съпротивления. Техните реактивни компоненти могат да бъдат отстранени само ако едновременно се намали дължината на излъчвателя. В такъв случай могат да се нагласят реални входни съпротивления със стойност между 270 и 680 Ω, като се използва един съгласуващ Т-елемент.

При споменатите по-горе условия за разстояние $X=0,5\,l$ се получава отношение на трансформация на съпротивленията 1:6, взето по отношение на входното съпротивление на един прав полувълнов дипол (кръгло 400 Ω). В този случай необходимата дължина l на излъчвателя се пресмята по формулата

$$l=\frac{138500}{f}. \qquad (6.4)$$

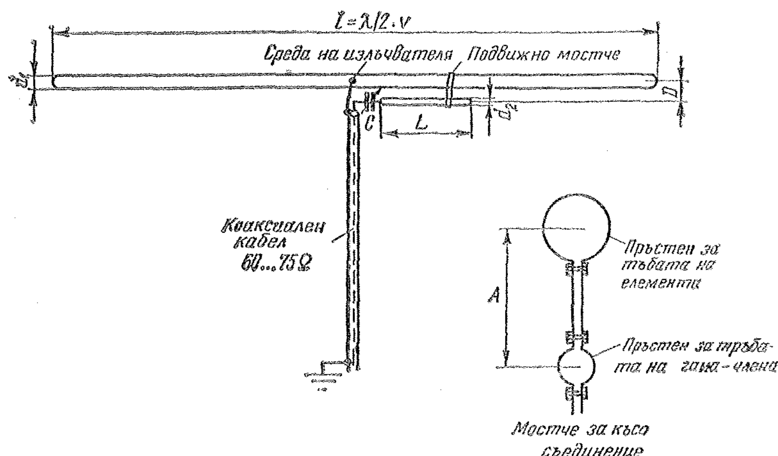
Дължината се получава в mm, ако f се замести в MHz. В тази формула е взето пред вид необходимото допълнително скъсяване на излъчвателя при коефициент на изтъняване λ/d, равен на 150.

При разстояние $X=0,7\,l$ отношението на трансформация на съпротивленията възлиза на 1:4,5 (около 300 Ω) и l се пресмята по формулата

$$l=\frac{130580}{f}. \qquad (6.5)$$

Трябва да се предвиди възможност за промяна на мястото на изводите на съгласуващия Т-елемент в неголеми граници.

Нормалният съгласуващ Т-елемент е твърде несъразмерен за използване във високочестотните любителски об-



Фиг. 6.4. Гама-съгласуващ елемент за съгласуване на тръбни антенни елементи към произволен коаксиален кабел

хвати на късовълновия диапазон. В тези случаи се предпочита да се намали диаметърът d_2 и разстоянието D. Практическите стойности за получаване на входно съпротивление от около 300 Ω са показани на фиг. 6.3. В този случай диаметърът $d_2=1/4\ d_1$ и $D=4 \cdot d_1$. Разстоянието X между изводите трябва да се избере кръгло λ/8, съответствуващо на около 24% от дължината на излъчвателя. Допълнително скъсяване на излъчвателя не е предвидено — реактивната компонента се компенсира капацитивно чрез два последователно свързани кондензатора в точките на захранване на антената. Според едно грубо правило максималният капацитет на всеки кондензатор трябва да възлиза на 8pF за всеки метър дължина на вълната. Следователно за любителския 10-m обхват биха били достатъчни по 80 pF максимален капацитет. Целесъобразно е, след като се направи настройката, да се измерят точно капацитетите на променливите кондензатори и последните да се заменят със съответни постоянни кондензатори. Препоръчва се за защита от атмосферни влияния кондензаторите да се поставят в залепена пластмасова водонепроницаема кутия.

6.3. Гама-съгласуване

Гама-съгласуване се използува в късовълновия обхват, за да може да се захрани един симетричен излъчвател (предимно насочена въртяща се антена) направо с коаксиален кабел, без да се използува някакъв специален симетриращ елемент. Едновременно с това се постига и съгласуване на съпротивленията, аналогично на Т-съгласуването, защото при гама-елемента практически се касае до половин Т-елемент (фиг. 6.4). Едно такова решение от електрическа гледна точка не изглежда съвсем безупречно, защото може да се очаква, че двата клона на дипола няма да се възбуждат равномерно. На практика обаче гама-съгласуването работи много добре и чуждестранните фирми, които се занимават с производството на любителски антени, също използуват много често захранването през гама-елемент за съгласуване на въртящите се насочени антени.

При късовълновите въртящи се насочени излъчватели поради малкото разстояние между елементите трябва да се разчита на входно съпротивление от 20 до 30 Ω. Затова гама-съгласуването се изпълнява за отношение на трансформация на съпротивленията от около 1 : 3. Това дава благоприятна възможност за свързване с продаваните коаксиални кабели. Реактивната компонента и в този случай се компенсира капацитивно.

В таблица 6.1 са събрани практически данни за размерите на съгласуващи гама-елементи с конструкция, показана на фиг. 6.4.

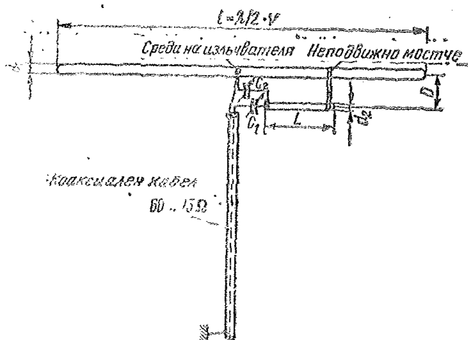
Мястото на връзка между излъчвателя и съгласуващия елемент може да се изменя и това се прави дотогава, докато при завъртян докрай кондензатор в кабела се установи минимум на стоящи вълни. След това чрез съответна промяна на кондензатора може да се отстрани реактивната компонента и с това — остатъчните пулсации на напрежението.

6.4. Омега-съгласуване

Едно по-нататъшно подобрение на гама-съгласуването, известно под озна-

Таблица 6.1. Данни за гама-съгласуване (приблизителни стойности)

	Дължина L на съгласуващия елемент, cm	Разстояние D, cm	Макс. капацитет на C, pF	Отношение $d_2 : d_1$
Обхват 10 m	80	10	50	0,15 . . . 0,25
Обхват 15 m	120	14	80	0,33
Обхват 20 m	170	16	150	0,15



Фиг. 6.5. Омега-съгласуване при антени с цял антенен проводник

чението *омега-съгласуване*, има предимства особено при тези късовълнови антени, при които преместването на моста за връзка на един гама-елемент върху клатещата се мачта е твърде опасно или сложно. При омега-съгласуването мостът за връзка не се мести, а е монтиран неподвижно. Цялата настройка на съгласуващия елемент става с два променливи кондензатора, които са поставени близо до средата на излъчвателя. В случай на нужда тези кондензатори при настройка могат да бъдат въртени от земята чрез временни шнурови обтяжки.

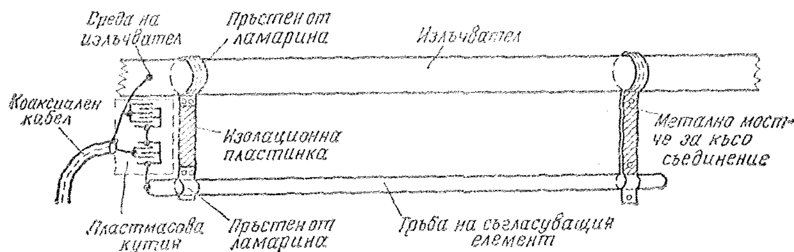
Друго предимство на омега-съгласуването е, че тръбата на съгласуващия елемент е два пъти по-къса, отколкото при гама-съгласуването. Освен че се пести материал, това обстоятелство допринася и за механичната здравина на съгласуващата система.

На фиг. 6.5 е показано едно заслужаващо препоръчване омега-съгласуване. Променливият кондензатор C_1 също както и при гама-съгласуването служи за компенсиране на реактивната компонента. C_2 поема функциите на подвижния мост за връзка. С негова помощ може бързо и точно да се нагласи стойността на импеданса, която отговаря на вълновото съпротивление на използувания коаксиален кабел.

Данните за гама-съгласуването (табл. 6.1) важат и при омега-съгласуването с това ограничение, че дължината е само половината от тая при съгласуващия гама-елемент. Допълнителният променлив кондензатор C_2 трябва да има приблизително следния краен капацитет:

10-m обхват — 20 pF;
15-m обхват — 25 pF;
20-m обхват — 30 pF.

C_1 и C_2 може да бъдат обикновени кондензатори с малко разстояние между пластините, защото в точките на захранване на излъчвателя не се появяват големи напрежения. След извършване на настройката променливите кондензатори могат да бъдат заменени със



Фиг. 6.6. Механична конструкция на съгласуващия елемент



Фиг. 6.7. Омега-съгласуване при една 5-елементна Яги-антена

също толкова големи постоянни кондензатори. Затова трябва да се измери точно стойността на капацитета, нагласена с променливите кондензатори. Тази стойност след това се получава чрез свързване на постоянни кондензатори с малък температурен коефициент (въздушни блоккондензатори, слюдени кондензатори). Тези капацитети могат да се реализират и с по-евтините цилиндрични донастройващи кондензатори, които да останат след това на мястото си, но те трябва да са защитени абсолютно сигурно от атмосферни въздействия. За целта променливите или постоянни кондензатори се поставят в пластмасова кутийка, която ги предпазва от атмосферни влияния.

Механичното закрепване на тръбата на съгласуващия елемент в точките на захранване трябва да се извърши така, че тя да бъде изолирана от излъчвателя. Затова се употребяват или прости изолатори, поддържащи разстоянието, или мостчета за тръбите, които са свързани едно с друго посредством изолационна лента. На фиг. 6.6 е показано едно предложение за механичната конструкция на омега-съгласуващ елемент, а на фиг. 6.7 като пример е показано омега-съгласуване на една 5-елементна *Яги*-антена.

Критерий за прилагането на омега-съгласуване е температурната зависимост на стойността на капацитета на използуваните кондензатори.

6.5. Четвъртвълнов трансформатор (Q-match)

Според формула (5.31) между вълновото съпротивление Z на една двупроводна линия с електрическа дължина $\lambda/4$, нейният входен импеданс Z_E и изходният ѝ импеданс Z_A съществува следната връзка:

$$Z = \sqrt{Z_E . Z_A} \, .$$

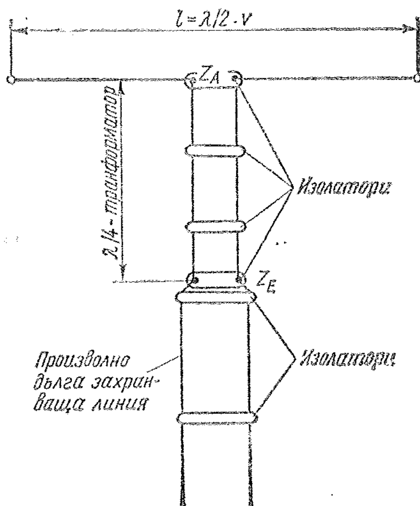
Това означава, че необходимото вълново съпротивление на една четвъртвълнова линия винаги трябва да е средно геометрично на импедансите Z_E и Z_A, които трябва да се съгласуват. Чрез разместване на членовете на тази формула се получава

$$Z_E = \frac{Z^2}{Z_A} \, . \qquad (6.6)$$

Ако вместо Z_E се замести вълновото съпротивление на наличната захранваща линия, а вместо Z_A — входното съпротивление на антената, то по горната формула може да се пресметне необходимото за точно съгласуване вълново съпротивление на четвъртвълновия трансформатор.

На фиг. 6.8 е показан такъв четвъртвълнов трансформатор, наричан още Q-match.

Тази трансформираща линия може да се прилага за всички симетрично захранвани антенни системи и за всички видове симетрични захранващи кабели,



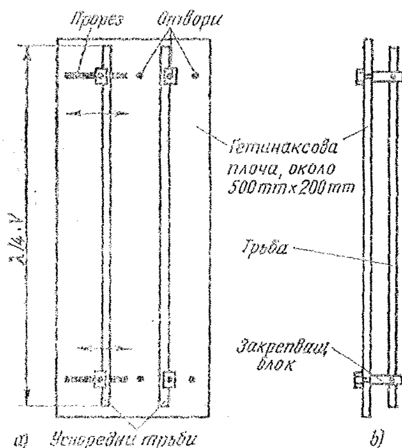
Фиг. 6.8. Четвъртвълнов трансформатор

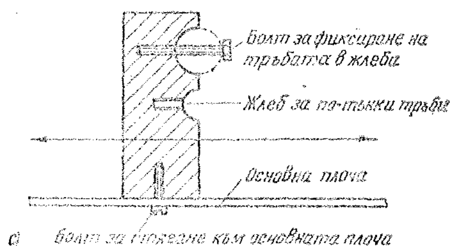
доколкото за вълновото съпротивление Z на трансформиращата линия се получават стойности, които е възможно да се осъществят механически. Това практически е възможно при вълнови съпротивления между 50 и 600 Ω.

Пример

Една симетрична антенна система с входно съпротивление 120 Ω трябва да бъде захранена чрез симетрична двупроводна линия с вълново съпротивление 280 Ω. Колко голямо трябва да бъде вълновото съпротивление Z на необходимата за съгласуване четвъртвълнова трансформираща линия?

$$Z=\sqrt{120.280}=\sqrt{33600}\approx 183\Omega.$$





Фиг. 6.9. Вариант за изработка на четвъртвълнов трансформатор с изменяемо вълново съпротивление: *a* — изглед отпред, *b* — изглед отстрани, *c* — закрепващи блокчета

Според фиг. 5.4 една двупроводна линия с вълново съпротивление 183 Ω може да се постигне, ако отношението на разстоянието между проводниците към техния диаметър е равно на 2,5:1 (за въздушна изолация).

Ако се приемат за неизбежни малко по-големите загуби, една такава четвъртвълнова трансформираща линия може да се направи и от продаваните симетрични високочестотни кабели, когато вълновото им съпротивление отговаря на изискваната стойност. След това чрез паралелно свързване на такива високочестотни кабели могат да се получат и други стойности на резултантното вълново съпротивление. Ако например е необходимо вълново съпротивление 140 Ω, може да се свържат паралелно два четвъртвълнови отрязъка от лентов кабел с вълново съпротивление 280 Ω. Паралелното свързване на лентов кабел с вълново съпротивление 240 Ω с друг с вълново съпротивление 300 Ω би дало вълново съпротивление

$$\frac{240.300}{240+300}\approx 133\Omega$$

(паралелно свързване на съпротивления).

При това трябва да се внимава двете паралелни линии да не си влияят взаимно (да се огънат и закрепят по възможност най-далече една от друга). Трябва да се вземе пред вид коефициентът на скъсяване на лентовия кабел при определяне на дължината им. Коефициентът на скъсяване може да се види в съответните каталози, но, общо взето, за лентови кабели с пластмасов диелектрик той е около 0,82 (вж. табл. 33.18 в приложението).

Недостатък на тази трансформираща линия е, че почти не е възможно да се направи допълнителна корекция на съгласуването. За тази цел би трябвало да се измени вълновото съпротивление на линията в малки граници.

С известно усложнение на механичната конструкция такива четвъртвълнови трансформатори с променящо се вълново съпротивление могат да бъдат направени за УКВ-обхвата (фиг. 6.9). Затова се използува пластмасова основна пластина, в лявата половина на която има напречни прорези. Те служат за насочване на двата укрепващи блока на лявата паралелна тръба, която може

да се измества плавно в посочените със стрелките посоки. В дясната страна има по три дупки, в които могат да се закрепят укрепващите блокове на дясната тръба. Така разстоянието между тръбите може да се изменя и стъпално. Самите укрепващи блокове се изработват от устойчива на атмосферни влияния пластмаса с малки загуби. В тях се правят два или повече канали с формата на полукръг, в които могат да бъдат закрепени с винтове тръби с различни диаметри. С това се създава възможност да се работи с тръби с различен диаметър. При едно такова подреждане могат да се реализират вълнови съпротивления от около 150 до 500 Ω.

Разбира се, може да се построи един несиметричен Q-match и той да се използува след това за съгласуване на коаксиален кабел с една несиметрична антена (например граунд-плейн). Не винаги обаче може да се намери на пазара коаксиален кабел с необходимото за един четвъртвълнов трансформатор вълново съпротивление, така че най-често не може да се избегне необходимостта от саморъчното изработване на коаксиална четвъртвълнова линия (вж. фиг. 5.5 и фиг. 5.6). Заради възникващите при това затруднения от механичен характер в радиолюбителската практика рядко се срещат коаксиални четвъртвълнови трансформатори.

Трябва да се спомене още, че всички линии, чиято електрическа дължина възлиза на нечетно цяло число пъти λ/4 (3/4, 5/4, 7/4 и т. н.), притежават същите трансформиращи свойства, както четвъртвълновият трансформатор.

6.6. Четвъртвълнова съгласуваща линия (четвъртвълнов шлейф)

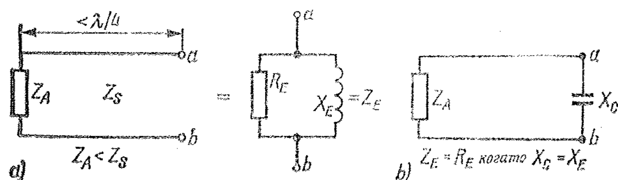
Четвъртвълновата съгласуваща линия предлага удобна възможност за постигане на оптимално съгласуване и като че ли е схемата, която има най-опростената механична конструкция. Тя е известна и под името *четвъртвълнов шлейф* или *Matching stub.*

Четвъртвълновата съгласуваща линия се използува на първо място за съгласуване на късовълнови жични антени към каква да е симетрична захранваща линия. Нейната приложимост се ограничава от това, че тя като честотно зависим елемент стеснява в известни граници честотната лента на антената. Затова използуването ѝ в съчетание с широколентови антени не е рационално.

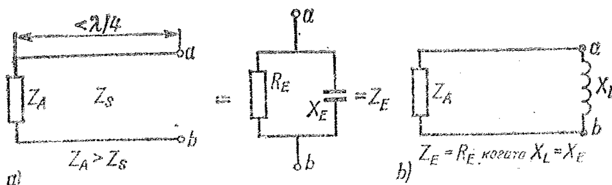
Настройващото действие на двупроводните линии вече беше описано в раздел 5.2.3. Както е известно, един отрязък от линия с дължина $<\lambda/4$ действува винаги като чисто реактивно съпротивление. Това реактивно съпротивление при линия, дадена накъсо накрая, има индуктивен характер (X_L); ако линията е отворена на края, съпротивлението има капацитивен характер (X_C). Това се вижда от фиг. 5.29.

Ако една линия с дължина $<\lambda/4$ се натовари с активно съпротивление Z_A, чиято стойност е по-малка от вълновото съпротивление Z_S на линията, Z_E в другия край на линията се явява като паралелно свързани активно съпротивление R_E и реактивно съпротивление X_E. На фиг. 6.10 е показана еквивалентната схема за този случай. Тъй като $Z_A < Z_S$, реактивното съпротивление X_E е индуктивно. За да се получи реално Z_S, индуктивната компонента трябва да се компенсира с равна по големина капацитивна реактивна компонента. Това става, като се включи паралелно един кондензатор, както е показано на фиг. 6.10*b*.

Когато товарното съпротивление Z_A има по-голяма стойност от вълновото съпротивление на линията Z_S, е налице обратният случай (фиг. 6.11*a*). Тогава Z_E притежава капацитивна реактивна компонента, която трябва да бъде компен-



Фиг. 6.10
Компенсация на индуктивната реактивна компонента при двупроводни линии с дължина $<\lambda/4$: *a* — еквивалентна схема при $Z_A < Z_S$, *b* — компенсация на X_E чрез X_C



Фиг. 6.11
Компенсация на капацитивната реактивна компонента при двупроводни линии с дължина $<\lambda/4$: *a* — еквивалентна схема при $Z_A > Z_S$, *b* — компенсация на X_E чрез X_L

сирана чрез паралелното включване на една индуктивност (фиг. 6.11*b*).

Така входният импеданс Z_E се състои само от активна компонента R_E. В зависимост от дължината на линията $R_E = Z_E$ може да приеме стойности между Z_A (при дължина на линията 0) и $\frac{Z_S^2}{Z_A}$ (при електрическа дължина на линията $\lambda/4$).

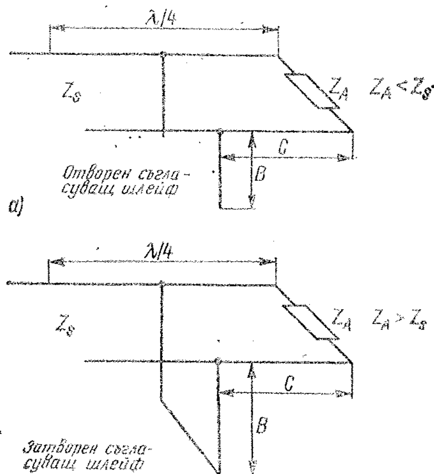
Практическо приложение на този случай е четвъртвълновата съгласуваща линия. Както е показано на фиг. 6.12, една захранваща линия с вълново съпротивление Z_S се свързва направо в основата на антената, което е представено със съпротивлението Z_A. Ако Z_S не е равно на Z_A, тогава липсва съгласуване и се появяват стоящи вълни. Коефициентът на стоящи вълни се определя направо от отношението на Z_A към Z_S ($s = Z_A/Z_S$, съотв. $s = Z_S/Z_A$).

На разстояние C от точките на захранване на антената Z_A импедансът отговаря на вълновото съпротивление Z_S на захранващата линия, но там той има и реактивна компонента. Ако в тази точка реактивната компонента се компенсира чрез един четвъртвълнов шлейф (реактивна линия), то Z има реална стойност и се получава съгласуване, т. е. по линията вече няма стоящи вълни.

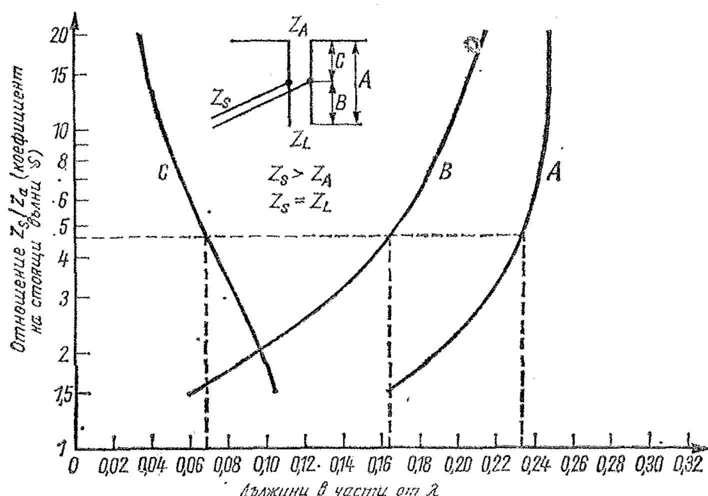
Ако Z_A има по-малка стойност от Z_S, тогава компенсацията трябва да се извърши с отворен накрая съгласуващ шлейф (фиг. 6.12*a*). Това е еквивалентно на свързването на капацитет. Напротив, при Z_A, по-голямо от Z_S, се използува даден накъсо накрая четвъртвълнов шлейф (индуктивност). Това е показано на фиг. 6.12*b*.

От това следва, че първо трябва да се установи дали Z_A е по-голямо или по-малко от Z_S. Това решение не е свързано с никакви трудности, защото вълновото съпротивление Z_S на захранващата линия би трябвало винаги да бъде точно известно (вж. раздел 5.1.1), а входното съпротивление на обикновените късовълнови антени най-често се дава в описанията им или пък може да се оцени с достатъчна точност. Общо взето може да се каже, че ако антената се захранва в точки, в които токът има максимална стойност (напр. полувълнов дипол), входното ѝ съпротивление е малко и в този случай практически винаги $Z_A < Z_S$. При антена, захранвана в максимум на напрежение (напр. целовълнов дипол или излъчвател, захранван в края), е налице голям импеданс в точките на свързване на кабела с антената ($Z_A > Z_S$).

Разстоянието C между точките, в които се свързват кабелът и антената и точките, в които се свързва четвъртвълновият шлейф, както и дължината на шлейфа, зависят от вълновото съпротивление на захранващата линия и от това на шлейфа, съотв. от отноше



Фиг. 6.12. Схема на четвъртвълнов съгласуващ шлейф: *a* — съгласуващ шлейф, отворен на края (при $Z_A < Z_S$), *b* — четвъртвълнов шлейф даден накрая накъсо (при $Z_A > Z_S$)



Фиг. 6.13. Зависимост на дължината на отворения съгласуващ шлейф B и на разстоянията C и A от коефициента на стоящи вълни s. Данните за дължина са в λ

нието на Z_A към Z_S. Тъй като отношението Z_A/Z_S, съотв. Z_S/Z_A, представлява едновременно коефициентът на стоящи вълни s, разстоянието C и дължината B са функция на коефициента на стоящи вълни s. Когато захранващата линия и четвъртвълновият шлейф имат еднакви вълнови съпротивления, в случай че $Z_A > Z_S$ (четвъртвълнов шлейф, даден на късо на края), важат съотношенията

$$\operatorname{tg} C = \sqrt{s} \tag{6.7}$$

и

$$\operatorname{ctg} B = \frac{s-1}{\sqrt{s}} \, . \tag{6.8}$$

Ако $Z_A < Z_S$ (четвъртвълнов шлейф, отворен на края), дължините се пресмятат по формулите:

$$\operatorname{ctg} C = \sqrt{s} \tag{6.9}$$

и

$$\operatorname{tg} B = \frac{s-1}{\sqrt{s}} \, . \tag{6.10}$$

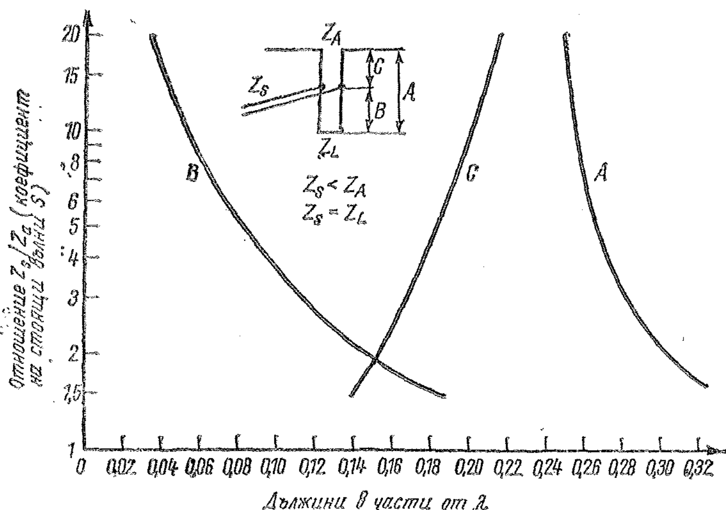
Дължините C и B са изразени в ъглови градуси. За преизчисляване служи съотношението:

дължина в градуси = 360 . дължина в λ. (6.11)

Кривите на фиг. 6.13 и фиг. 6.14 са получени при използването на горните формули. От тези криви без особени изчисления могат да се снемат стойностите на A, B и C (A=B+C), които са дадени в зависимост от коефициента на стоящи вълни s.

При това се предполага,че вълновото съпротивление на съгласуващата линия Z_L е равно на това на захранващата линия Z_S. Освен това входното съпротивление на антената Z_A не бива да има реактивни компоненти. Това значи, че антената трябва да е настроена в резонанс с работната дължина на вълната.

Тъй като при четвъртвълновото съгласуване в същност става дума за настроена линия, трябва да се има пред вид коефициентът на скъсяване на използуваните за целта отрязъци от линията. При двупроводните линии с въздушна изолация V възлиза средно на 0,975; определените дължини трябва да се умножат с тази стойност. Коефициентите на скъсяване за обикновено продаваните кабели с пластмасов диелектрик се дават в проспектите.



Фиг. 6.14. Зависимост на дължината на съгласуващ шлейф, даден на края на късо, и на разстоянията C и A от коефициента на стоящи вълни s. Данните за дължината са в λ

Пример

Един полувълнов дипол за обхват 40 m (резонансна честота 7025 kHz, съотв. дължина на вълната 42,7 m) има входно съпротивление 65 Ω. Той трябва да бъде съгласуван към една симетрична двупроводна линия от типа 300A7-1 (вълново съпротивление $Z_S=$ $=300$ Ω, коефициент на скъсяване $V=$ $=0,8$), като се използува четвъртвълнова съгласуваща линия. Съгласуващата линия е изработена от същия тип кабел.

Първо се установява, че вълновото съпротивление на кабела Z_S (300 Ω) е по-голямо от входното съпротивление на антената Z_A (65 Ω). Затова трябва да се използува четвъртвълнов шлейф, отворен на края, и за случая важат кривите, показани на фиг. 6.13.

Коефициентът на стоящи вълни се получава от $Z_S : Z_A = 300 : 65 \approx 4,6$. Търси се върху ординатната ос точката 4,6, от нея се прекарва хоризонтална права до пресечната точка с кривата C. От пресечната точка се спуска перпендикуляр до абсцисната ос и върху нея се отчита за C една дължина от 0,068 λ. Пресечната точка на хоризонталната права с кривата B дава дължината на шлейфа B=0,165 λ. Определянето на общата дължина A по кривата A би могло да отпадне, защото тя се получава направо от B+C=0,233 λ. Изчисляването на дължините при дължина на вълната 42,7 m дава

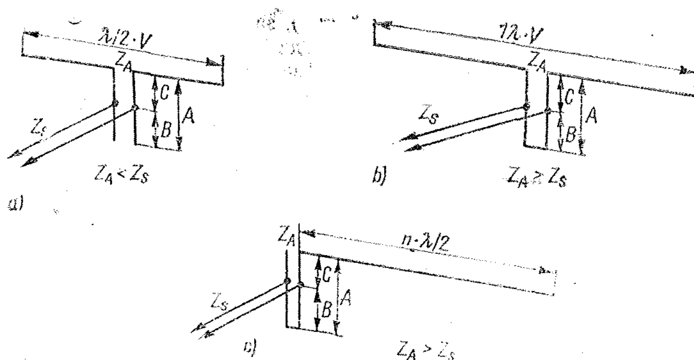
$$C=42,7 \cdot 0,068=2,9036 \text{ m},$$
$$B=42,7 \cdot 0,165=7,0455 \text{ m}.$$

Сега трябва да се вземе пред вид още и коефициентът на скъсяване на кабела (0,8):

$$C=2,9036 \cdot 0,8=2,32288 \text{ m},$$
$$B=7,0455 \cdot 0,8=5,63640 \text{ m}.$$

Оттук се получава, че съгласуване съществува, когато захранващата линия се свърже на разстояние точно 2,32 m от точките на захранване на антената (отрязък C) и след това на същото място се запои един отворен на края шлейф с дължина 5,64 m (отрязък B). Шлейфът трябва да е изработен от същия тип кабел. Този пример е показан на фиг. 6.13 с прекъсната линия.

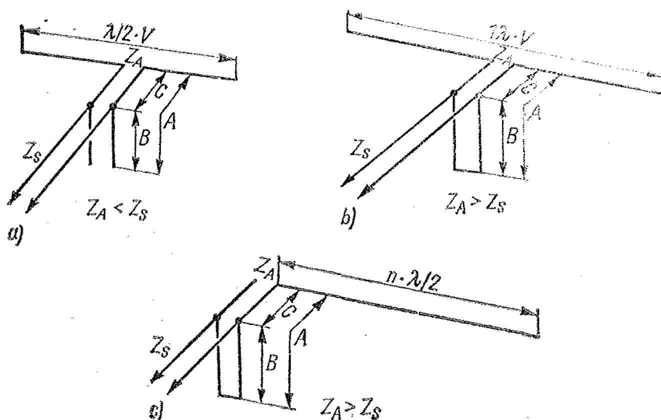
Най-добри резултати при съгласуване се постигат, когато се използува измерител на стоящи вълни. В такъв случай антената първоначално се свързва направо към предвидената за целта захранваща линия (не се поставя шлейф) и се измерва полученият коефициент на стоящи вълни. Тъй като при това измер-



Фиг. 6.15. Примери за използуване на четвъртвълново съгласуване: *a* — при полувълнов дипол, *b* — при целовълнов дипол, *c* — при антена, захранвана в края на проводника

ване се отчита точната стойност на коефициента на стоящи вълни *s*, то от фиг. 6.13, съотв. 6.14 могат да се определят точните стойности за B и C. Без да е необходимо да се отстранява повторно захранващата линия, на разстояние C от точките на захранване на антената се свързва съгласуващият шлейф B и така се постига съгласуване.

Това, че съгласуващият шлейф на фиг. 6.12 и четвъртвълновата съгласуваща линия на фиг. 6.13 и фиг. 6.14 са начертани различно, би могло да наведе на мисълта, че тук става дума за два различни вида съгласуване. В действителност има само една малка разлика в конструктивното оформление, а електрически двата вида на свързване са напълно равностойни. На фиг. 6.15 са начертани различни примери на приложение на четвъртвълнова съгласуваща линия, а на фиг. 6.16 — същите примери с използуване на съгласуващ шлейф. Както вече беше казано, двата начина на свързване електрически са напълно равностойни. Навсякъде с *a* е означен известният полувълнов дипол, *b* представлява целовълнов дипол с високо входно съпротивление, а *c* — захранван в края си излъчвател,



Фиг. 6.16. Примери за приложение на четвъртвълнов съгласуващ шлейф: *a* — при полувълнов дипол, *b* — при целовълнов дипол, *c* — при антена, захранвана в края на антенния проводник

чиято дължина може да бъде произволно число пъти по-голяма от λ/2. Захранваните в края излъчватели имат голямо съпротивление в точките на захранване и затова при тях се използува съгласуващ шлейф, даден на края на късо.

Отрязъкът от кабел *B* по възможност трябва да се отвежда от захранващата линия под прав ъгъл. В съответствие с това изискване според конкретните условия трябва да се прецени дали е по-удобно да се използува конструкцията, показана на фиг. 6.15 (четвъртвълнова съгласуваща линия), или тази, дадена на фиг. 6.16 (съгласуващ шлейф).

Във всички настроени линии съществуват стоящи вълни. За да се избягнат по-големите загуби, трябва отрязъците от линия *B* и *C* да се правят от възможно най-дебели проводници и да се използуват висококачествени изолатори. Това важи, особено когато отношението $Z_A : Z_S$, съотв. $Z_S : Z_A$, е много голямо (голям коефициент на стоящи вълни). Все пак при коефициент на стоящи вълни до около 5 би могло да се използуват и по-тънки проводници и изолатори със средно качество, без това да доведе до забележими загуби. В такива случаи могат да се използуват продаваните лентови кабели.

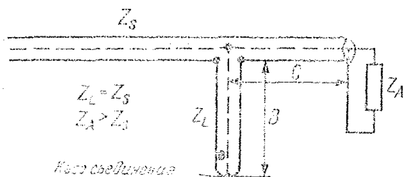
Чрез съгласуващ шлейф може да се постигне съгласуване и тогава, когато входното съпротивление на антената Z_A има реактивна компонента. Ако Z_A е комплексно, разпределението на тока и напрежението по линията се измества в зависимост от големината и характера на реактивната компонента. Това изместване става по такъв начин, че максимумите (съотв. минимумите) на тока и напрежението на стоящите вълни не се намират вече на разстояние λ/4 (или *n*.λ/4) от точките на захранване на антената, както е при активно входно съпротивление на антената. Затова с подходящи средства за измерване трябва да се установи местоположението на първия максимум или минимум на тока по линията, като се изхожда от точките на захранване на антената. След това, като се гледа от този максимум (минимум) *по посока на предавателя* (съотв. приемника), се нагласяват дължините C и B. Ако се изхожда от максимум на тока (минимум на напрежението), за определянето на C и B трябва да се използува фиг. 6.13. Ако изходната точка е възел на тока (максимум на напрежението), тогава важи фиг. 6.14. Любителите, които почти не разполагат с измерителна апаратура, едва ли биха могли да използуват този метод. Освен това винаги съществува стремеж антената да бъде в резонанс с работната честота, а тогава и входното ѝ съпротивление Z_A е активно.

6.6.1. Несиметричен съгласуващ шлейф

Ако една захранвана в края антена трябва да се възбуди чрез четвъртвълнова съгласуваща линия, особено удобно е да се използува коаксиален кабел. Несиметричната точка на захранване намира идеално продължение в също така несиметричния коаксиален кабел. Освен това коаксиалният кабел е устойчив на атмосферни влияния и чрез почти съвършената си екранировка елиминира нежеланите излъчвания. Разбира се, в този случай съгласуващият шлейф и захранващата линия се правят от еднакви кабели. Описаните погоре изпълнения са напълно валидни и за четвъртвълнова коаксиална съгласуваща линия.

Тъй като в отворения край на един настроен антенен проводник с дължина λ/2 (*или n*.λ/2) винаги има максимум на напрежението, входното съпротивление на антена, захранвана в края, е много високо. Затова във всички случаи Z_A е много по-голямо от Z_S. Оттук следва, че трябва да се приложи съгласуващ шлейф, даден на края на късо, при това размерите C и B трябва да се отчетат от фиг. 6.14. Импедансът в точката на захранване на този тип антени винаги е по-голям от 1000 Ω, затова във всички случаи трябва да се очаква коефициент на *стоящи вълни* $s=20$. Това означава, че точката, в която се свързва съгласуващият шлейф (дължината C), трябва да се намира на разстояние 0,216 λ от точката на захранване на антената, а дължината на поставения съгласуващ шлейф, свързан на края на късо, трябва да бъде B=0,034 λ.

При пресмятането на необходимите дължини на кабела и местоположението на точката на включване на



Фиг. 6.17. Коаксиален съгласуващ шлейф

шлейфа трябва да се вземе пред вид коефициентът на скъсяване на коаксиалния кабел. Той възлиза средно на 0,66 (вж. таблицата на кабелите в приложението) и затова пресметнатите стойности трябва да се умножат с този коефициент.

За да се направи съгласуващият шлейф, се отрязва парче коаксиален кабел с електрическа дължина 0,034 λ. В долния край на този отрязък вътрешният проводник и оплетката се свързват накъсо чрез запояване, т. е. там се получава късо съединение. Безупречното свързване на шлейфа към захранващата линия изисква малко повече сръчност. На мястото на бъдещото свързване се отстраняват няколко сантиметра от външната защитна обвивка (PVC) на захранващия кабел. След това екранировката се разплита, за да се получи свободен достъп до диелектрика (най-често *полиизобутилен*). След това се отстранява такава част от диелектрика, че вътрешният проводник на съгласуващия шлейф да може да се запои надеждно към оголения по този начин вътрешен проводник на захранващия кабел. Накрая мястото на свързване трябва да се покрие с подходящо лепило (например *Duosan*). При това вътрешният и външният проводник в точката на свързване не трябва да се допират. По-нататък външният проводник на шлейфа се запоява към външния проводник на захранващия кабел и цялото място на свързване се обвива с качествена пластмасова изолационна лента, така че там да не прониква вода. На фиг. 6.17 е показан коаксиален съгласуващ шлейф.

Използването в мястото на свързване на един от продаваните Т-образни разклонители за коаксиални кабели е идеално от механична и електрическа гледна точка, но не съвсем евтино решение. Освен това са необходими още три подходящи куплунга за коаксиален кабел.

Свободно висящият отрязък от кабел може да се навие в кръг. Захранващият кабел може да бъде прокаран както и да е, защото той изобщо не е чувствителен към външни влияния.

Друг случай на приложение на коаксиален съгласуващ шлейф е съгласуването на четвъртвълнови излъчватели, които са поставени вертикално над мрежа от проводници по земята или над противовести (така наречените „граунд плейн" антени). Тук точката на захранване също така е несиметрична, а входното съпротивление на антената е около 30 Ω (вж. раздел 19.4.1.).

6.7. Съгласуване с помощта на елементи със съсредоточени параметри

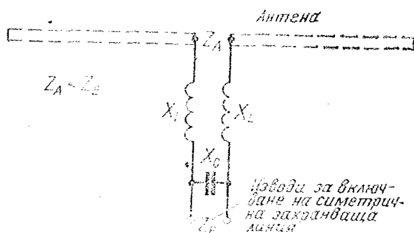
Аналогично на четвъртвълновия трансформатор (6.5.) електрическо въздействие може да се постигне и чрез съответното свързване на бобини и кондензатори. Една такава съгласуваща схема е показана на фиг. 6.18.

При предположение, че входното съпротивление на излъчвателя Z_A е по-малко от това на симетричния захранващ кабел Z_S, необходимото индуктивно съпротивление на бобината X_L се пресмята по формулата

$$X_L = \frac{Z_A}{2}\sqrt{\frac{Z_E}{Z_A} - 1}\,.$$

Пример

$Z_A = 30\Omega$,
$Z_E = 300\Omega$,



Фиг. 6.18. Съгласуване чрез концентрирани схемни елементи

$$X_L=\frac{30}{2}\sqrt{\frac{300}{30}-1}=15\cdot\sqrt{9}=45\Omega.$$

Индуктивното съпротивление на всяка от бобините е 45 Ω.

Капацитивното съпротивление се получава от

$$X_C=\frac{Z_E}{\sqrt{\frac{Z_E}{Z_A}-1}}.$$

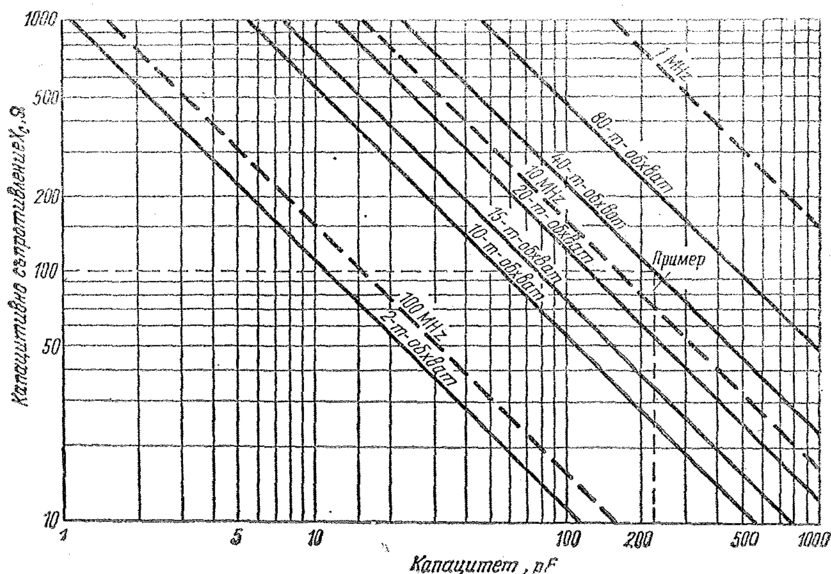
Със стойностите от горния пример

$$X_C=\frac{300}{\sqrt{\frac{300}{30}-1}}=\frac{300}{\sqrt{9}}=100\Omega.$$

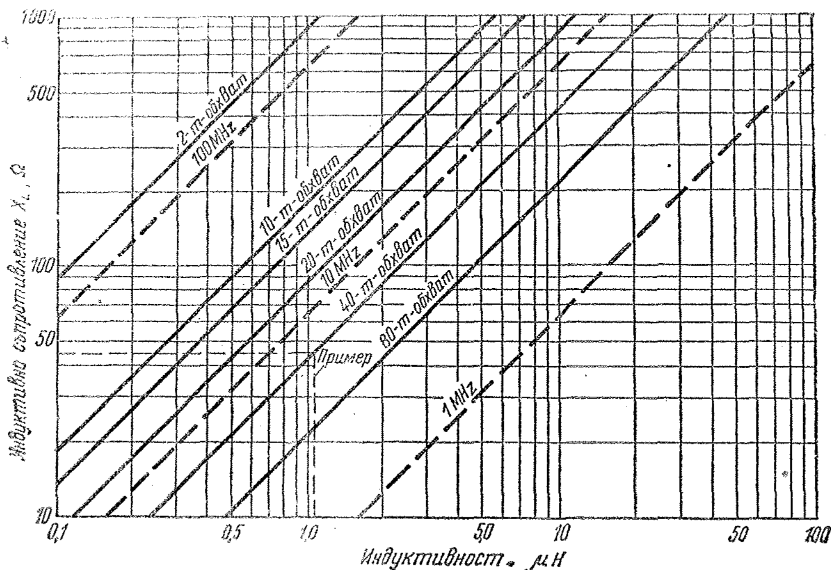
Капацитивното съпротивление на кондензатора X_C трябва да бъде 100 Ω. За да се получат практическите стойности на бобините в μH и на кондензатора в pF, би трябвало да се пресметне каква индуктивност съответствува на определеното индуктивно съпротивление (за предвидената работна честота). Същото изчисление трябва да се направи и за определяне на стойността на кондензатора при известно капацитивно съпротивление за работната честота. Тези до известна степен подробни изчисления могат да се избягнат чрез използването на номограми (фиг. 6.19 и 6.20); получените резултати са достатъчно точни за практиката.

За нашия пример, който изисква индуктивно съпротивление 45 Ω за обхвата 40 m от фиг. 6.19, се получава индуктивност точно 1 μH (начертано е с прекъсната линия). Стойността на капацитивното съпротивление беше 100 Ω. От фиг. 6.20 се вижда, че за работната честота в 40-m обхват необходимото капацитивно съпротивление X_C от 100 Ω има кондензатор със стойност 225 pF. Този пример също е показан на фиг. 6.20.

За съжаление радиолюбителите рядко използват този метод на съгласуване. Той е достатъчно целесъобразен, особено в късовълновия обхват, защото кондензаторът и двете бобини могат лесно да бъдат поставени в херметизирана кутия от пластмаса. Последната се закрепва непосредствено в точката на захранване на излъчвателя. Удобно е кондензаторът да може да изменя стойността си в известни гра-



Фиг. 6.19. Зависимост на индуктивното съпротивление X_L и на индуктивността на една бобина от честотата



Фиг. 6.20. Зависимост на капацитивното съпротивление XC и на капацитета на един кондензатор от честотата

ници (променлив кондензатор или постоянен кондензатор с паралелно свързан въздушен тример-кондензатор); с него може да се направи прецизна настройка за най-малък коефициент на стоящи вълни.

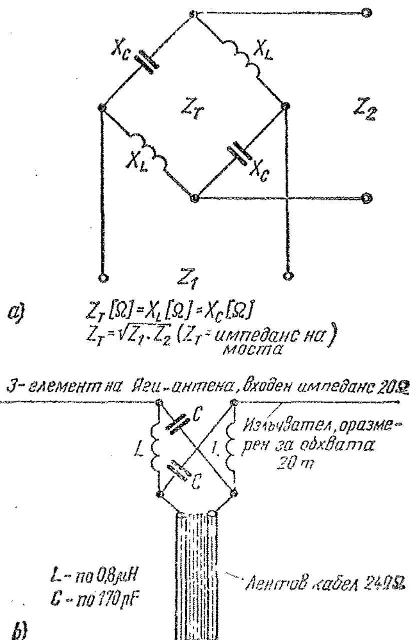
6.7.1. Мост на Boucherot като съгласуващ елемент

Преобразуване на импеданс може да се извърши и чрез комбинация от бобини и кондензатори, свързани в мост на *Boucherot*. На фигура 6.21 е показана принципната схема на такъв мост, както и един практически пример.

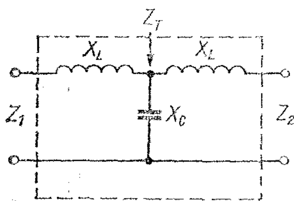
Пресмятането на необходимите стойности на схемните елементи е просто. Първо се определя нужният импеданс на моста Z_T. Той се изчислява по формулата

$$Z_T = \sqrt{Z_1 . Z_2}.$$

Тъй като $Z_T = X_L = X_C$, импедансът Z_T едновременно представлява и стойността на индуктивното съпротивление X_L и на капацитивното съпротивление X_C. След това необходимата



Фиг. 6.21. Съгласуване чрез мост на Boucherot: *a* — принципна схема, *b* — практически пример



Фиг. 6.22. Трансформиращо звено на Seefried

стойност на X_L в μH за работната честота може да се отчете от фиг. 6.19. X_C в pF в зависимост от честотата се определя по фиг. 6.20.

Пример

Една 3-елементна Яги-антена за 20-m обхват има входно съпротивление Z_1 от 20 Ω. Тя трябва да бъде захранена с един лентов кабел със съпротивление Z_2=240 Ω. Импедансът на моста възлиза на

$$Z_T=\sqrt{20.240}=\sqrt{4800}\approx 70\ \Omega.$$

Тъй като $Z_T=X_L=X_C$, индуктивното съпротивление на всяка от бобините X_L е 70 Ω, също както и капацитивното съпротивление X_C на всеки кондензатор. От фиг. 6.19 се вижда, че за X_L=70 Ω в 20-m обхват индуктивността възлиза точно на 0,8 μH; От фиг. 6.20 за X_C=70 Ω се отчита капацитет от 170 pF.

6.7.2. Трансформиращ елемент, предложен от Seefried

Една друга схема за съгласуване с концентрирани елементи е трансформиращото звено, предложено от *Seefried.* То може да се приложи навсякъде, където един несиметричен захранващ кабел трябва да се съгласува към несиметрична антена (напр. четвъртвълнов прът, граунд плейн и др.). Схемата на звеното, съставено от две еднакви бобини и един кондензатор, е показана на фиг. 6.22. Необходимият импеданс на трансформиращото звено Z_T се пресмята по вече известната формула

$$Z_T=\sqrt{Z_1.Z_2}.$$

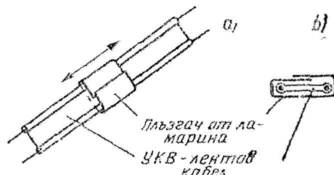
Получената стойност за Z_T представлява едновременно и индуктивното съпротивление на X_L, и капацитивното съпротивление на X_C. Индуктивността на двете бобини X_L в μH и капацитетът на X_C в pF в зависимост от дължината на работната вълна се отчитат от фиг. 6.19 и 6.20.

Практически пример за изчисляване и използуване на трансформиращо звено, предложено от *Seefried,* е описан в раздел 19.4.1. Трябва да се внимава за това, двете бобини да имат възможно най-малка взаимна връзка. Препоръчва се конструкция, подобна на показаната на фиг. 19.11.

6.8. Спомагателни методи за съгласуване на антени

За радиолюбителя, който при липса на подходящи измервателни уреди може да съгласува само приблизително точно антената си към входа на приемника, по-долу е описано как може да бъде коригирано съгласуването и да бъдат компенсирани реактивните съпротивления чрез спомагателни средства.

Известен е капацитивният плъзгач, който се закрепва на подходящо място върху лентовия кабел за УКВ. Както се вижда от фиг. 6.23, плъзгачът се състои от метална лента, поставена около кабела така, че краищата ѝ се припокриват, но не се докосват. Широчината на металната лента може да възлиза на 2 до 4 cm за честотния обхват от 100 до 250 MHz. В обхвата от 30 до 100 MHz широчината се увеличава на 5 до 10 cm. Този плъзгач се премества върху лентовия кабел, докато се намери положение, при което приемането е най-добро, съответно телевизионното изображение е с най-голям контраст.

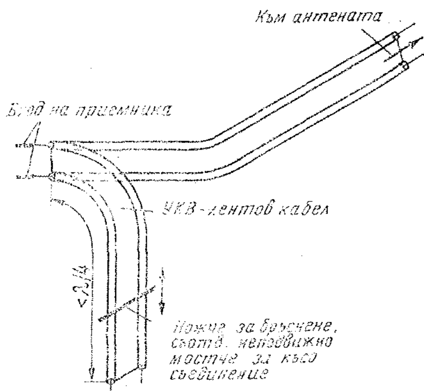


Фиг. 6.23. Спомагателно съгласуване чрез капацитивен плъзгач

На това място плъзгачът се закрепва по подходящ начин. Захранващият кабел може да се остави малко по-дълъг, отколкото е необходимо, и след това кабелът да се скъсява сантиметър по сантиметър откъм приемника, докато се получи най-добър сигнал, съотв. — най-добро телевизионно изображение.

Друг начин за коригиране на съгласуването на захранващия кабел се състои в това, към входа на приемника да се включи един спомагателен съгласуващ шлейф, както е показано на фиг. 6.24. Изрязва се едно парче от лентов кабел; неговата дължина трябва да е малко по-голяма от $\lambda/4$. Долният край на отрязъка остава свободен. След това двата проводника на лентовия кабел се дават накъсо на различни места с острието на бръснарско ножче, докато се намери мястото на късо съединение, при което приемането е най-добро. Там се запоява постоянно мостче.

Всички споменати спомагателни корекции, правени на входа на приемника, трябва да се разглеждат като мерки, прилагани в краен случай. Те не могат да заменят едно технически безупречно извършено съгласуване в точките на захранване на антената, защото стоящите вълни по захранващия кабел не могат да се отстранят чрез описаните спомагателни средства за съгласуване, включени към входа на приемника. Чрез тях се постига единствено това, захранващият кабел да действува като



Фиг. 6.24. Спомагателен съгласуващ шлейф, включен към входа на телевизионния приемник

настроена линия (вж. раздел 5.3.2.).

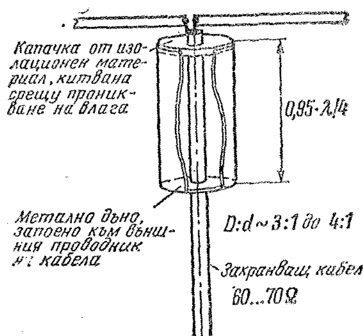
Неправилното прокарване на кабела може да предизвика поява на стоящи вълни и по една сама за себе си правилно съгласувана двупроводна линия. Това може да стане например в случай, когато кабелът лежи върху други проводници (олуци и др.) или преминава успоредно и на малко разстояние от тях. Чрез това на тези места се намалява вълновото съпротивление на захранващата линия и възникват стоящи вълни. В такива често срещащи се случаи описаните спомагателни мерки могат да имат успех, без обаче с това да се отстранява коренът на злото.

7. Симетриращи елементи

Почти всички използвани УКВ-антени и една голяма част от късовълновите излъчватели представляват симетрични устройства. Ако на някое място в антенния блок симетрията се наруши, възникват загуби. Лентовите кабели за УКВ, екранираните двупроводни линии и всички саморъчно направени двупроводни линии са симетрични и за това са пригодени за захранване на симетрични антени.

В много случаи обаче е целесъобразно за захранване да се използува несиметричен коаксиален кабел, тъй като той, както беше обяснено в раздел 5.1.3., има многобройни предимства.

Ако една симетрична антена се захранва чрез коаксиален кабел, дори когато входното съпротивление на антената съвпада с вълновото съпротивление на кабела, антената се натоварва несиметрично от кабела. Като последица от това в обвивката на кабела възникват компенсационни токове (т. нар. повърхностни вълни);те предизвикват загубно излъчване. Неравномерното възбуждане на антената предизвиква освен това деформация на характеристиката на насочено действие на антената, т. е. антената „гледа накриво". Други непредвидени ефекти на изменение на насоченото действие и на затихване на сигнала могат да възникнат и от интерференцията на излъчените от кабела повърхностни вълни с вълните, излъчвани от антената.



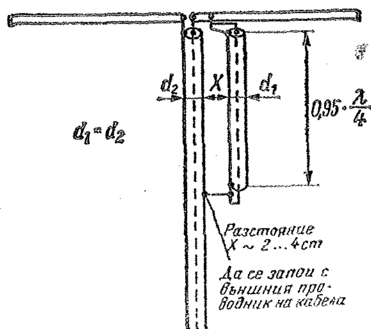
Фиг. 7.1. Четвъртвълнов симетриращ трансформатор

При захранването на симетрични антени също не бива да се отказваме от предимствата на коаксиалните кабели, защото съществуват няколко възможности свързването на кабела към точките на захранване на антената да се извърши симетрично спрямо земя. Съоръженията с такова предназначение са известни под общото название *симетриращи елементи* или *симетриращи преобразуватели.*

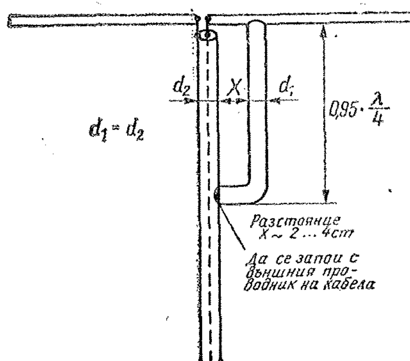
7.1. Четвъртвълнов симетриращ трансформатор

Класически симетриращ елемент е *четвъртвълновият симетриращ трансформатор*. Неговото оформление е показано на фиг. 7.1.

Приложението на четвъртвълновия симетриращ трансформатор с показаното изпълнение е ограничено само в обхвата на УКВ и дециметровите вълни. Съображенията за това са от механическо естество. Дължината на металната външна тръба е 0,95. λ/4. Диаметърът не е особено критичен и е обикновено между 25 и 40 mm, когато се използуват обикновените продавани коаксиални кабели (отношението на диаметрите на външната тръба и коаксиалния кабел е около 3:1 до 4:1). Дъното на симетриращия трансформатор се пробива, за да мине оттам захранващият кабел. Пластмасовата защитна обвивка на кабела се сваля на разстояние λ/4 от точките на захранване на антената. Така оголеният външен проводник се запоява при мястото на влизането в обемния резонатор. Отворът



Фиг. 7.2. Симетриращ елемент на Pawsey



Фиг. 7.3. Разновидност на симетриращия елемент на Pawsey

на обемния резонатор, който се намира откъм антената, се затваря с капачка от изолационен материал, която в центъра си е пробита и през отвора минава захранващият кабел. Капачката на резонатора трябва добре да защищава вътрешността му от дъждовната вода. Не бива да се правят икономии на подходящите за целта уплътняващи средства. Остатъци от тролитул, разтворени в хлороформ, дават достатъчно добър уплътняващ кит. В дъното на резонатора трябва да се предвиди един малък отвор за оттичане на водата.

7.2. Симетриращ елемент на Pawsey

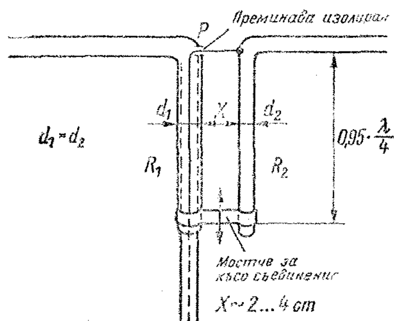
Особено прост и приложим също така и в късовълновия обхват е симетриращият елемент на *Pawsey* (фиг. 7.2). За направата на този симетриращ елемент е достатъчно едно парче коаксиален кабел с какво да е вълново съпротивление и дължина 0,95. λ/4. Тъй като вътрешният проводник на кабела не е нужен, може да се използува даже кабел, който е намокрен с вода и поради това е негоден.

Значение има единствено външният проводник на кабела, чийто диаметър трябва да е еднакъв с този на захранващия кабел. Парчето от кабела с дължина λ/4 в долния си край има метaлическа връзка с външния проводник на захранващия кабел. Разстоянието X не е критично и може да бъде от 2 до 4 cm.

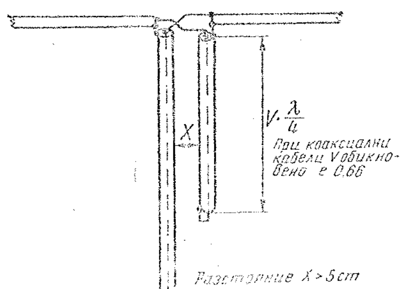
Парчето от кабел с дължина λ/4 може да бъде заменено също и с толкова дълга тръба или друг кръгъл материал, като принципът и резултатите на действието му се запазват. Външният диаметър на четвъртвълновия отрязък трябва да съответствува на диаметъра на външния проводник на коаксиалния кабел. Това е показано на фиг. 7.3.

7.3. EMI-шлейф

Когато се разглежда показаният на фиг. 7.4 *EMI-шлейф*, внимателният читател веднага ще забележи, че тук става дума за един нормален симетриращ елемент на Pawsey. При EMI-шлейфа единствено е обърнато особено внимание на механичната конструк-



Фиг. 7.4. EMI-шлейф



Фиг. 7.5. Четвъртвълнов симетриращ „стъб"

ция (EMI — название на английска фирма).

Част от захранващия коаксиален кабел с дължина, малко по-голяма от λ/4, се освобождава от изолиращата външна защитна обвивка и се напъхва в лявата тръба R_1. Външният проводник на захранващия кабел получава по този начин метален контакт с тръбата R_1. Вътрешният проводник на кабела не бива да има връзка нито с външната тръба, нито с тръбата R_1. В точка P той се извежда навън изолиран и се запоява със срещуположната тръба R_2. Мостовете за късо съединение в долния край на *EMI*-шлейфа обикновено се правят подвижни, за да се осигури точна настройка. С тези променливи плъзгачи могат да бъдат компенсирани до известна степен и реактивните компоненти на входното съпротивление на антената.

7.4. Симетриращо парче (stub)

Едно много просто симетриращо устройство, което би могло да се направи и в късовълновия обхват, е показано на фиг. 7.5.

То представлява едно парче от коаксиален кабел с електрическа дължина λ/4, което в долния си край е свързано на късо (вътрешният проводник е запоен за външния). Трябва да се вземе пред вид коефициентът на скъсяване; за обикновено продаваните коаксиални кабели той възлиза средно на 0,66. За да се получи геометричната дължина, трябва следователно да се умножи λ/4 с коефициента 0,66. Разстоянието между захранващия кабел и отрязъка с дължина λ/4 би трябвало да възлиза най-малко на 5 cm. В точките на захранване на антената захранващият кабел и симетриращото парче се свързват паралелно на кръст (вж. фиг. 7.5).

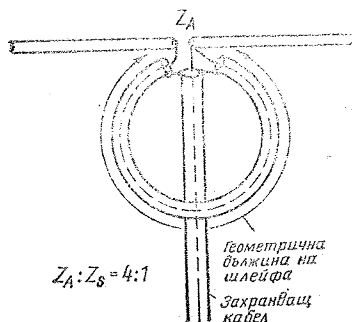
Това симетриращо устройство е подходящо за късовълновия обхват; за III, IV и V телевизионен обхват то не се препоръчва.

Симетриращите елементи от описания досега вид не променят съотношенията на съпротивленията в точките на захранване на антената. Частично те са известни под името *„базука"*.

7.5. Полувълнова симетрираща линия

Полувълновата симетрираща линия (фиг. 7.6) е симетриращо устройство, което притежава допълнително и свойства на трансформиращ елемент.

Полувълновата симетрираща линия представлява U-образно коляно от коаксиален кабел с електрическа дължина λ/2. За да се получи геометричната му дължина, трябва λ/2 да се умножи с коефициента на скъсяване на използувания коаксиален кабел. За простота полувълновата симетрираща линия може да се направи от същия тип кабел, какъвто е използуван за захранване на антената. Тъй като в този случай става дума за една настроена линия, при която преобразуването на съпротивлението не зависи от вълновото съпротивление на линията, последното получава второстепенно значение. Поради това за направата на полувълновата симет-



Фиг. 7.6. Полувълновата симетрираща линия като трансформационно звено

рираща линия може да бъде използван какъв да е вид коаксиален кабел.

Както се вижда от фиг. 7.6, външният проводник на захранващия кабел се свързва с външния проводник на симетриращата линия. Между външните проводници на двата кабела и излъчвателя не е необходимо да има електрическа връзка. Свързването на вътрешните проводници на кабелите с антената също се вижда от фиг. 7.6.

Отношението на трансформация на полувълновата симетрираща линия възлиза на 1 : 4. Следователно един коаксиален кабел с вълново съпротивление $Z_S = 60\ \Omega$ може да бъде свързан симетрично спрямо земя и с правилно съгласуване към една антена с входно съпротивление 240 Ω, като се използва полувълнова симетрираща линия. Същата линия може да се използва и при съотношение на импедансите 50/200 Ω или 70/280 Ω, съотв. 75/300 Ω, без да е необходимо да се изменя нещо по линията.

Една такава симетрираща линия се нарича също балун-трансформатор или съкратено — *балун*. Това название произлиза от съкращението на английските думи *balanced* — *unbalanced*. Относителната широчина на честотната лента *b* възлиза на около 0,3 и затова е подходяща във всички практически приложения в любителската радиотехника.

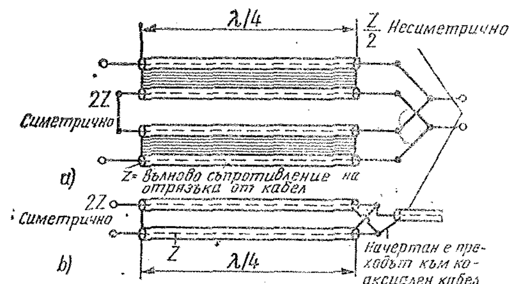
Кръговата форма на симетриращата линия не е задължителна. В съответствие с изискванията *U*-колямото може да бъде намотано в повече навивки или да бъде изпълнено в каква да е друга форма.

Индустриално произвежданите антени за обхвата на метровите и дециметровите вълни имат почти винаги симетричен вход със съпротивление 240 Ω. Тези антени могат да бъдат захранвани или направо чрез симетричен лентов кабел, или трябва да се съгласуват симетрично спрямо земя към един 60-омов коаксиален кабел, като се използват полувълнови симетриращи линии.

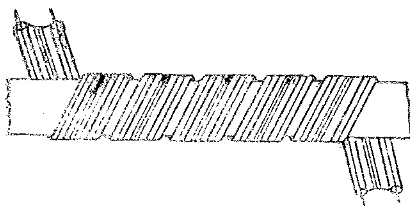
7.6. Балун-трансформатори

Когато два еднакво дълги и еднакви по вид отрязъка от кабел се свържат в единия си край паралелно, а в противоположния край—последователно, то също както и при полувълновата симетрираща линия се извършва трансформация на съпротивлението, свързано със симетриране. При тези балун-трансформатори (фиг. 7.7) вълновото съпротивление на паралелно свързания край е равно на половината стойност от импеданса на всеки от отрязъците (*Z*/2) и е несиметрично. Противоположният, последователно свързан край на кабела е симетричен и има импеданс, който съответствува на двойното вълново съпротивление (2*Z*) на използувания кабел. Свързаното с преобразуване на симетрията отношение на трансформация на съпротивлението възлиза на 1 : 4.

Дължината на двата отрязъка от кабела е по λ/4. На фиг. 7.7 са показани такива балун-трансформатори за коаксиален кабел и за УКВ лентов кабел. Някои изглеждащи трудни задачи за съгласуване често се решават лесно и целесъобразно с разумно прилагане на балун-трансформатори.



Фиг. 7.7. Балун-трансформатор: *a* — за лентов кабел, *b* — за коаксиален кабел

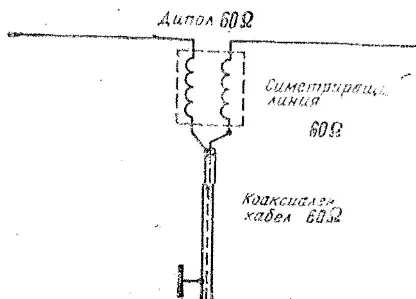


Фиг. 7.8. Лентов кабел, навит на бобина

7.7. Навита двупроводна линия като преобразувател на симетрията

Една навита двупроводна линия със съответния брой намотки има следните свойства в един много широк честотен обхват: тя действува за несиметричните токове като дросел, докато симетричните токове отслабват незабележимо. Поради това навитата двупроводна линия представлява един почти честотно независим преобразувател на симетрия. Тя се прави просто и в малък обем, като се навие като бобина едно парче от УКВ лентов кабел с подходящо вълново съпротивление (фиг. 7.8). Дължината на навитата двупроводна линия не е критична; като оптимум тя възлиза на около λ/4 и може да се колебае между 1/10 λ и 3/8 λ. Включването на такава симетрираща линия към дипол е показано на фиг. 7.9. В показаната форма навитата двупроводна линия не трансформира импедансите и затова вълновото ѝ съпротивление трябва да бъде равно на товарното съпротивление.

Възможностите за приложение на този апериодичен преобразувател на симетрията са разнообразни. Така например един симетричен дипол с входно съпротивление 60 Ω може да бъде захранен с несиметричен коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω, като съгласно фиг. 7.9 между точките на захранване на антената и захранващия кабел се включи навита двупроводна линия с вълново съпротивление 60 Ω. Също така към едно несиметрично стъпало или към един „Г"-образен Колинс-филтър може да се включи симетрична двупроводна захранваща линия, като се използува междинно включване на навита двупроводна линия.



Фиг. 7.9. Навита двупроводна линия, използувана като симетриращо звено

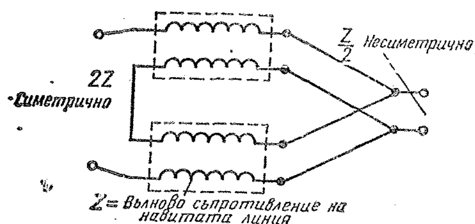
7.7.1. Навити двупроводни линии като преобразуватели на симетрията и импеданса

Ако две навити двупроводни линии се използуват в същото последователно-паралелно свързване като балун-трансформатора, тази конфигурация има и същите електрически свойства: трансформация на съпротивлението с отношение 4 : 1 и преход от симетрично към несиметрично, съответно обратното. Освен това такава балун-бобина се отличава с много голям честотен обхват и незначителен обем (фиг. 7.10). В сила е същото правило, както при балун-трансформатора.

Вълновото съпротивление Z на намотаната линия се появява несиметрично като $Z/2$ в паралелно свързания край, а в последователно свързания край — симетрично, като $2Z$.

С помощта на такава конструкция може например един шлейфвибратор с входно съпротивление 240 Ω да бъде свързан към коаксиален захранващ кабел с вълново съпротивление 60 Ω, като при това се осъществи и правилно съгласуване (фиг. 7.11). Вълновото съпротивление на балун-бобините в този случай трябва да възлиза на 120 Ω ($Z/2=60$ Ω, $2Z=240$ Ω).

Саморъчното производство на такива балун-бобини не е свързано със затруднения, особено при използуване на симетричен кабел с вълново съпротивление 120 Ω (тип 120 B1-1). Това може да бъде препоръчано за приложение в късовълновия обхват. Обаче използуването на балун-бобини заедно с антени за метрови или дециметровите



Фиг. 7.10. Балун-бобина като средство за съгласуване и симетриране

рови вълни е по-просто и в крайна сметка — по-евтино, ако радиолюбителите си служат с индустриално произвежданите преобразуватели на симетрията и импеданса. Те се доставят в различно изпълнение както за монтиране на антенната мачта, така и за директно включване към приемника. По своята конструкция те съответствуват на схемата на фиг. 7.11 и имат честотна лента от 40 до приблизително 800 MHz. В този честотен обхват съществува максимален коефициент на стоящи вълни *s* от 1,35 при средно затихване 0,15 dB. Този практичен преобразувател беше разработен, за да може правилно да се съгласуват симетрични антени с нормирано входно съпротивление 240 Ω към коаксиални кабели с вълново съпротивление 60 Ω (Производител: VEB *Antennenwerk Blankenburg*).

Навитите двупроводни линии от този вид се наричат също така и трансформатори на *Гуанела* (по името на техния откривател).

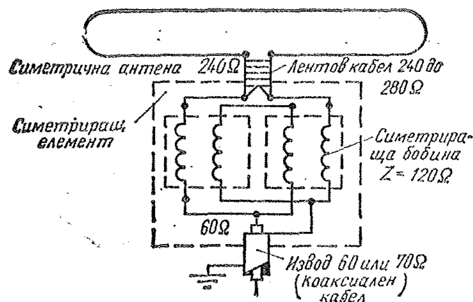
7.8. Коаксиален двоен дросел като преобразувател на симетрията

Радиолюбителите също отдавна се стремят по възможност да захранват антените си чрез коаксиален кабел, защото той има много предимства по отношение на полагането и на устойчивостта на атмосферни въздействия. Освен това захранването чрез коаксиален кабел дава максимална сигурност по отношение на смущенията на радио- и телевизионното приемане. Коаксиалните кабели имат несиметрична конструкция, а повечето любителски антени се захранват симетрично. Ако една симетрична антена се захранва чрез коаксиален кабел без междинно включване на симетриращи устройства, то, както вече беше казано, в обвивката на кабела се появява загубно излъчване (повърхностна вълна).

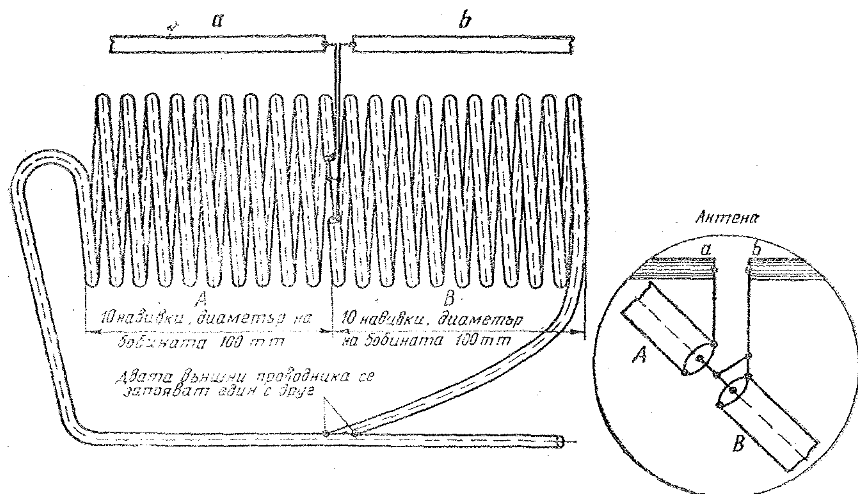
Повърхностните вълни влияят особено силно и поглъщат най-много енергия, ако дължината назах ранващия кабел случайно се намира в резонанс с използуваната честота.

Ако една симетрична антена за един обхват трябва да се захрани с коаксиален кабел, може да се използува някой от описаните по-горе симетриращи елементи или пък чрез гама- или омега-съгласуване се постига едновременно и симетриране (вж. раздели 6.3. и 6.4.).

Тези методи за съжаление не могат да се използуват при многодиапазонните антени в късовълновия обхват, защото обикновените симетриращи елементи са честотно зависими.



Фиг. 7.11. Практически пример за използуване на балун-бобина



Фиг. 7.12. Двоен коаксиален дросел

За подтискане на повърхностните вълни, които предизвикват големи загуби, често се препоръчва между точките на захранване на антената и външната обвивка на коаксиалния кабел да се вмъкне намотка на дросел. По най-примитивен начин това става, като просто една част от захранващия кабел се навие на връзка до точките на захранване на антената. Тази мярка обаче има незначително въздействие. Малко по-благоприятно е да се навие краят на коаксиалния кабел откъм антената в една добре оформена бобина с 10 до 12 навивки, диаметър на бобината 120 mm и без разстояние между навивките. С това се намалява разбалансирането в любителските обхвати 10, 15 и 20 m и макар че резултатите са малко по-добри, все пак това е едно много несъвършено спомагателно средство.

Двойният коаксиален дросел е преобразувател на симетрия за многодиапазонните късовълнови антени, който има по-добро действие и по-съвършена електрическа схема (фиг. 7.12). За този дросел са необходими около 8 m коаксиален кабел повече, отколкото при директно свързване. Захранващият коаксиален кабел не се отрязва, защото на около 8 m от края (откъм антената) той преминава направо в двойния дросел. След 10 навивки на един участък с дължина от 3 до 5 cm се отстраняват външният проводник на кабела и диелектрикът, без при това да се уврежда вътрешният проводник. На това място по-късно се закрепват клемите на антената по начин, показан на допълнителната фигура. След това по същия начин се навиват следващите 10 навивки (B). Оставащата кабелна опашка се свързва на края на късо (свързват се вътрешният и външният проводник) и се запоява към външния проводник на захранващия кабел. При това тази точка на свързване трябва да бъде избрана така, че дължината на кабела от края на намотката B до нея да е равна на дължината на кабела от точката на свързване до началото на бобината A.

Тази конструкция е широколентова и може да се използва за трите високочестотни любителски късовълнови обхвати. С този симетричен двоен дросел до голяма степен се отстраняват загубите, предизвикани от повърхностни вълни. Допълнителните загуби на мощност възлизат най-много на 0,5 dB и изобщо нямат значение поради постигнатото подобрение на коефициента на полезно действие на антената. По-големи подробности и видоизменени форми са дадени в специалната литература.

8. Свързване на захранващия кабел към крайното стъпало на предавателя

За да се постигне възможно най-голямо предаване на мощност от крайното стъпало на предавателя през захранващата линия към излъчвателя, трябва да се спазят две основни изисквания:

— консуматорът (антената) трябва да представлява за генератора (изходния кръг на предавателя) чисто активно съпротивление без капацитивни или индуктивни реактивни компоненти;

— импедансът на консуматора трябва да бъде съгласуван с импеданса на генератора.

Първото условие е изпълнено винаги когато резонансната честота на излъчвателя (консуматора) е равна на резонансната честота на изходния кръг на предавателя (генератора). Тъй като в повечето случаи между същинския излъчвател и генератора се включва линия за пренасяне на енергията (захранващ кабел), последната трябва да бъде направена така, че да не нарушава резонансните отношения между генератора и консуматора.

Това изискване се смята за изпълнено, ако в края на една настроена захранваща линия откъм предавателя съществува максимум на тока (връзка по ток) или максимум на напрежение (връзка по напрежение), което означава, че захранващата линия и антената като цяло са в резонанс. Една съгласувана захранваща линия отговаря на условието, когато по нея не възникват стоящи вълни.

Импедансът на изходния кръг на предавателя обикновено има стойност от порядъка на няколко хиляди ома, докато импедансът на една настроена захранваща линия може да бъде или голям (връзка по напрежение), или малък (връзка по ток).

Вълновото съпротивление на една ненастроена захранваща линия при работа в любителски условия се движи винаги между 50 и 600 Ω. Съгласуването на захранващия кабел към импеданса в точката на захранване на излъчвателя беше разгледано подробно в раздел 5. Затова при по-нататъшните разглеждания може да се приеме, че съгласно изискване а) консуматорът (антената) представлява чисто активен товар за анодния кръг на крайното стъпало. По-нататък трябва това активно съпротивление да се съгласува правилно към импеданса на генератора, един процес, който по принцип се равнява на съгласуването на един високоговорител или слушалка (консуматор) към изходното съпротивление на един нискочестотен усилвател (генератор).

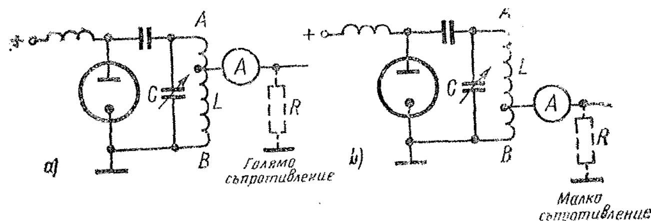
Най-простият начин на такова съгласуване на съпротивленията е показан на фиг.8.1. При това трябва предварително да се каже, че той не се препоръчва за практиката, а служи само за поясняване на принципа. Всяка крайна лампа трябва да бъде натоварена с определен импеданс Z_R, за да отдаде максимална мощност. Този импеданс се получава от каталога за лампата или се изчислява от отношението на анодното напрежение U_A към анодният ток I_A. За обикновено срещания при предавателите режим клас С с достатъчна точност важи формулата

$$Z_R = \frac{U_A}{I_A . 2{,}5} \quad \text{за еднотактни стъпала} \tag{8.1}$$

и

$$Z_R = \frac{U_A}{I_A . 1{,}25} \quad \text{за противотактни стъпала.} \tag{8.2}$$

Ако един определен импеданс Z_E трябва да бъде съгласуван към импеданса на анода Z_R, необходимият за



Фиг. 8.1. Най-прост начин за свързване на антената: *a* — съпротивлението на консуматора е високо (антена с връзка по напрежение), *b* — съпротивлението на консуматора (антената) е малко (антени с връзка по ток и ненастроени захранващи линии)

това коефициент на трансформация $\ddot{u}$ се получава от

$$\ddot{u}=\sqrt{\frac{Z_R}{Z_E}}. \tag{8.3}$$

В схемата на фигура 8.1 $\ddot{u}$ може да се отнесе направо към броя на навивките на бобината в анодния кръг (като $\frac{u}{\ddot{u}}$).

Пример

При една конструкция като показаната на фиг. 8.1 Z_R възлиза на 6000 Ω. Трябва да се установи при какъв брой на намотките на бобината на анодния кръг трябва да се направи извод за съгласуване с един импеданс Z_E от 60 Ω. Бобината в анодния кръг има 20 навивки.

Коефициентът на трансформация възлиза на

$$\sqrt{\frac{6000}{60}}=\sqrt{100}=10.$$

Следователно допълнителният извод трябва да се направи при

$$\frac{n}{\ddot{u}}=\frac{20}{10}=2 \text{ нав.}$$

За съгласуване към Z_E включването трябва да се направи на 2 нав. от „студения“ край (B) на бобината.

Ако съгласуването е оптимално, измерителят на антенния ток A отчита максимум. От големината на антенния ток не винаги обаче може да се направи извод за излъчената мощност, защото при връзка по ток (максимум на тока) той е много голям, а при връзка по напрежение (максимум на напрежението) така малък, че изобщо често не може да се измери с обикновените ВЧ индикатори на ток.

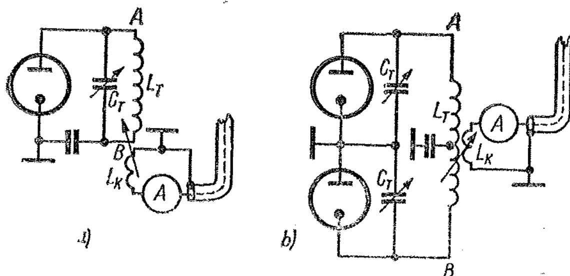
При показаното на фиг. 8.1 свързване на антената всички налични паразитни и хармонични трептения се излъчват заедно с основното. По тази причина прилагането на такава схема се отрича категорично.

Един от най-важните проблеми на любителските връзки е как да се избягнат смущенията на радио- и телевизионното приемане (BCI и TVI). Затова по-нататък ще бъдат обсъждани само такива начини на свързване, които подтискат във възможно най-голяма степен паразитните излъчвания.

По отношение на конструкцията на анодния кръг на предавателя трябва да се спомене още и това, че модерните любителски предаватели винаги разполагат с един несиметричен, нискоомен изход за директно свързване към коаксиален захранващ кабел (вълново съпротивление от 50 до 75 Ω). Това представлява един вид любителска норма по примера на индустриалните и тя би трябвало да се съблюдава при новите конструкции. Предимствата на тази техника ще бъдат обяснени по-късно.

8.1. Свързване на съгласувани захранващи линии към крайното стъпало на предавателя

Модерните антени за работа в един късовълнов обхват се възбуждат почти



Фиг. 8.2
Свързване на коаксиален кабел: *a* — към еднотактни крайни стъпала, *b* — към противотактно крайно стъпало

винаги, а УКВ антените — изключително чрез съгласувани захранващи линии. Те предлагат най-сигурната защита срещу появяването на неприятни смущения на радио- и телевизионното приемане. При захранването на УКВ антени изборът е ограничен на два вида кабели: коаксиални кабели с вълново съпротивление между 50 и 75 Ω и УКВ лентов кабел с вълново съпротивление от 240 до 300 Ω. В късовълновия обхват освен коаксиалния кабел намира приложение и съгласуваната, открита двупроводна линия с вълново съпротивление от около 300 до 600 Ω, защото тя има най-малки загуби и едновременно с това е най-евтина.

8.1.1. Свързване на коаксиални кабели

Най-простият начин за свързване на коаксиалния кабел към крайното стъпало на предавателя е показан на фиг. 8.2*a* (за еднотактна схема) и на фиг. 8.2*b* (за двутактна схема).

При такова свързване качественият фактор Q на кръга в анодната верига на лампата трябва да бъде поне 10, в противен случай най-често не се отдава получаването на достатъчно стабилна връзка между L_K и бобината в анодния кръг L_T. Индуктивното съпротивление на бобината за връзка L_K за работната честота трябва да бъде равно на вълновото съпротивление на коаксиалния кабел.

За да може да се избере най-благоприятен коефициент на връзка, бобината за връзка L_K може да променя положението си спрямо L_T. Свързването се извършва винаги откъм „студения" край на L_T. За да има най-малка капацитивна връзка между двете бобини, би трябвало заземеният край на L_K да се разположи възможно най-далеч от „горещия" край A на L_T. При кръг на противотактно стъпало (фиг. 8.2) L_K се свързва със средата на бобината в анодния кръг, защото там се намира нулевият потенциал. При това няма значение от коя страна ще бъде разположен заземеният край на L_K, защото както точка A, така и точка B са „горещи". Приблизителните стойности за броя на навивките на бобината за връзка L_K са:

80-m обхват — 4 до 5 навивки;

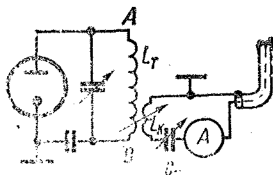
40-m обхват и 20-m обхват — 3 навивки;

15-m обхват и 10-m обхват — 2 навивки.

Трудностите при свързването се избягват, ако съгласно фиг. 8.3 последователно на L_K се свърже един променлив кондензатор C_K и кръгът L_K—C_K се настрои на работната честота.

Един такъв резонансен кръг повишава допълнително селективността и помага за подтискането на паразитните излъчвания.

Кръгът за връзка най-често има качествен фактор Q от 2 до 4. Колкото по-малък е Q, толкова по-силна трябва да е връзката между L_T и L_K. При $Q=2$ връзката най-често е оптимална и кръгът все още е толкова широко-



Фиг. 8.3. Подобрена схема за свързване на коаксиален кабел

Таблица 8.1. Стойности на капацитета за $Q=2$ при свързващи кръгове

Любителски обхват	Максимален капацитет C_K при вълново съпротивление на захранващия кабел		
	50 Ω	60 Ω	75 Ω
80 m	450 pF	400 pF	300 pF
40 m	230 pF	200 pF	150 pF
20 m	115 pF	100 pF	75 pF
15 m	80 pF	70 pF	50 pF
10 m	60 pF	55 pF	40 pF

лентов, че C_K не е необходимо да се пренастройва в границите на един любителски обхват. По-големите качествени фактори опростяват свързването в такъв смисъл, че L_K и L_T може да са свързани по-слабо, обаче лентата на пропускане на кръга става потясна и настройката на C_K понякога трябва да се коригира при смяна на честотата в един любителски обхват.

Максималните стойности на C_K, които се получават за отделните късовълнови обхвати при качествен фактор $Q=2$ и обикновено използваните вълнови съпротивления на кабелите, са подредени в табл. 8.1.

Необходимите за резонанса индуктивности L_K трябва да бъдат изчислявани или се снемат от обикновените номограми на трептящия кръг. При практическата настройка на един такъв кръг за връзка при включена захранваща линия отначало връзката между L_K и L_T се прави доста слаба, така че при промяна на стойността на C_K се появява ясно изразено повишаване на анодния ток на крайната лампа. C_K се оставя в това положение на максимален ток, което отговаря приблизително на стойностите, цитирани по-горе. Сега връзката между L_K и L_T се увеличава дотолкова, че от крайната лампа се снема цялата анодна входна мощност, без при това да се променя предварително установеното положение на C_K.

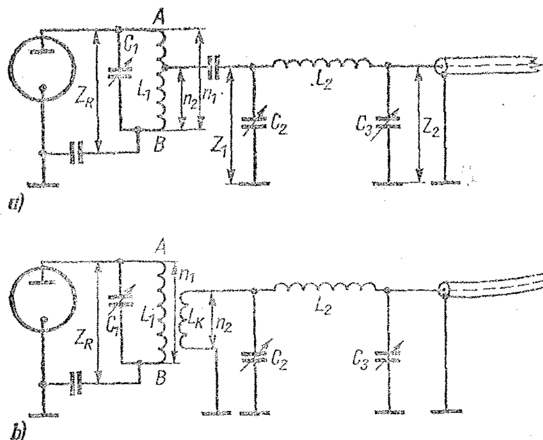
Както е известно, качественият фактор на кръга Q се подобрява при увеличаване на отношението L/C. Когато е необходимо това, трябва да се увеличи L_K и да се намали C_K.

От електрическа гледна точка е все едно дали променливият кондензатор, както е показано на фиг. 8.3, се включва между бобината за връзка L_K и вътрешния проводник на кабела или пък откъм другия край на бобината. Последната възможност се използува, когато роторът на C_K трябва да е свързан към нулев потенциал. Тъй като появяващите се напрежения са малки, за C_K може да се използуват нормални променливи кондензатори за радиоприемници стига да не се надвишават допустимите за любителски нужди мощности на предавателя.

При някои предаватели анодният кръг на крайната лампа е изграден като П-филтър (Колинс-филтър). В такива случаи един специален кръг за връзка става излишен и коаксиалният кабел може да се свърже направо към изхода на предавателя. Използуването на Колинс-филтър като съгласуващ трансформатор позволява особено добро подтискане на висшите хармонични (нископропускащ филтър) и по отношение на избягването на радио- и телевизионните смущения превъзхожда схемата на свързване, показана на фиг. 8.3. В следващия раздел са дадени прости съображения за изчисление на един такъв Колинс-филтър.

8.1.1.1. *Изчисление на Колинс-филтър*

На фиг. 8.4 е показана схемата на един несиметричен Колинс-филтър, свързан към анодния кръг на предавателя. Импедансът на анода Z_R трябва да се изчисли по формула (8.1). Ако П-филтърът трябва да бъде свързан изцяло към анодния кръг (в точка A съгл. фиг. 8.4*a*), входният импеданс



Фиг. 8.4
Свързване на коаксиален кабел чрез Колинс-филтър: *a* — капацитивна връзка към анодния кръг на крайното стъпало, *b* — индуктивна връзка

на филтъра Z_1 трябва да е равен на Z_R. Обикновено обаче Колинс-филтърът се свързва към извод от бобината в анодния кръг през капацитет (според фиг. 8.4*a*) или индуктивно чрез бобина за връзка (фиг. 8.4*b*). Тогава Z_1 се получава в зависимост от коефициента на трансформация *ü* от формулата

$$Z_1=\frac{Z_R}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}. \qquad (8.4)$$

С n_1 и n_2 трябва да се замести броят на съответните навивки на бобините.

Параметрите на кръга на филтъра трябва да отговарят на две противоположни изисквания. От една страна, е желателен голям качествен фактор Q (голямо отношение L/C), а от друга — капацитетите не бива да са твърде малки, защото те трябва да представляват много малко съпротивление за висшите хармонични. На практика оправдават надеждите кръгове с качествен фактор между 10 и 15, обикновено се приема $Q=12$.

Първо се изчислява капацитетът C_2:

$$C_2=\frac{Q}{\omega Z_1}, \qquad (8.5)$$

където ω е резонансната честота на кръга $=2\pi f=6{,}28 f$, а f е средната честота на лентата на пропускане. По-проста за пресмятане и достатъчно точна е приблизителната формула

$$C_2=\frac{2000}{f.Z_1}, \qquad (8.6)$$

където C_2 е в pF, f — в MHz, Z_1 — в kΩ.

От съотношението

$$C_2/C_3=\sqrt{Z_2/Z_1} \qquad (8.7)$$

може след това да бъде изчислена стойността на капацитета C_3. Z_2 представлява изходният импеданс на филтъра; той е равен на вълновото съпротивление на кабела (най-често 60 Ω).

Остава да се определи още и индуктивността L_2:

$$L_2=\frac{QZ_1+C_3Z_1Z_2}{(Q^2+1)}. \qquad (8.8)$$

Оттук може да се изведе следната приблизителна формула:

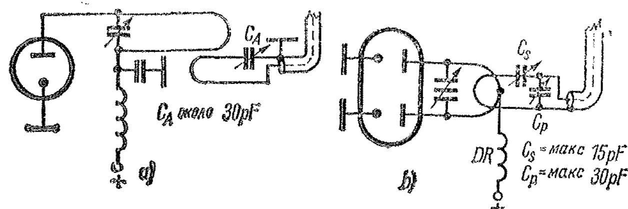
$$L_2=\frac{13-Z_1}{f}+\frac{Z_1C_2\sqrt{Z_1.Z_2}}{145}, \qquad (8.9)$$

където L_2 е в µH, Z_1 — в kΩ, C_2 — в pF и f — в MHz.

Приблизителните формули важат, когато $Z_1 \geqq 10 \,.\, Z_2$ и $Q \geqq 10$.

При настройката на един П-филтър може да се използува следното упътване:

Анодният кръг на предавателя се настройва в резонанс с помощта на C_1 при изключен П-филтър (спадане на анодния ток). След това филтърът със свързан към него захранващ кабел,



Фиг. 8.5
Свързване на коаксиален кабел към крайно стъпало на УКВ предаватели: *a* — обикновена схема, *b* — подобрена схема за връзка с противотактни стъпала

съотв. антена, се включва към предавателя. C_3 се поставя в средно положение, а чрез C_2 се извършва настройка по максимален аноден ток. Това се повтаря, като се изменя всеки път положението на ротора на C_3, дотогава, докато анодният ток достигне максимално възможната стойност. При това положение съществува резонанс и съгласуване. По време на тези настройки анодният кръг на предавателя (C_1) не бива да се променя, той остава в първоначалното си състояние на резонанс и се пренастройва само при смяна на работната честота.

8.1.1.2. *Свързване на коаксиални кабели към крайни стъпала на УКВ предаватели*

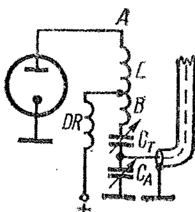
УКВ антени, захранвани със съгласуван коаксиален кабел, понякога се свързват по малко по-друг начин към крайното стъпало на предавателя. Няколко примера за това са показани на фиг. 8.5.

Схемата на фиг. 8.5*a* е обичайна и общоприета. Тя съответствува на схемата от фиг. 8.3 и се използува при еднотактни и противотактни стъпала. Същата схема на свързване, прилагана при симетрични анодни кръгове, е показана на фиг. 8.5*b*. В този случай паралелно на шлейфа за връзка е включен допълнително и променливият кондензатор C_P. С помощта на C_P и C_S могат да бъдат компенсирани появяващите се понякога реактивни компоненти.

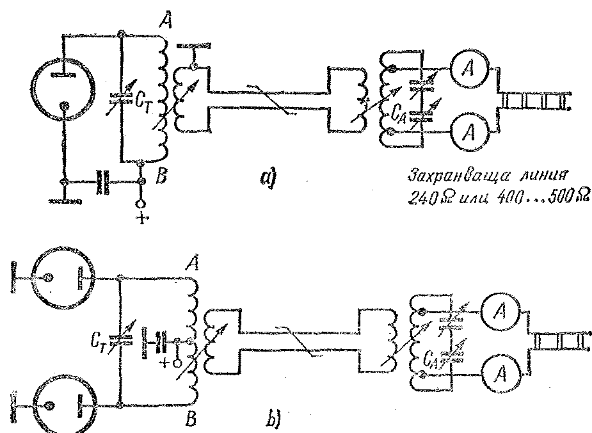
В УКВ-обхвата (145 MHz) ламповият капацитет вече представлява една голяма част от общия капацитет на кръга. Затова при използуването на нормалната схема, показана на фиг. 8.5*a*, често не е възможно да се получи съответното отношение L/C за кръга в анодната верига на лампата. От друга страна, ламповият капацитет обуславя и намаляването на качествения фактор на кръга в анодната верига и най-често не може да се осъществи достатъчно силна връзка, защото бобината за връзка трябва да се разполага толкова по-близко до тая в анодния кръг, колкото по-малък е качественият фактор на този кръг Q. При противотактни стъпала тази трудност се среща порядко, защото в този случай изходните капацитети на ламповата система са свързани последователно на кръга. Напротив, при еднотактните стъпала изходният капацитет на лампата е свързан паралелно на кръга.

Схемата на фиг. 8.6 предлага поголеми качествени фактори на кръга и с това — по-добри условия за отвеждане на енергията. Външно тя наподобява последователен резонансен кръг. В действителност обаче това е един паралелен резонансен кръг, при който ламповите капацитети C_T и C_A са свързани последователно. Поради това общият кръгов капацитет става много малък, а качественият фактор — голям.

Капацитетите C_T и C_A образуват един делител на напрежение, който служи за свързване на коаксиалния кабел при едновременно съгласуване на импедансите. Може лесно да се нагласи такова отношение на капацитетите, при което вълновото съпротивление на кабела да е съгласувано към импеданса на анодния кръг. Това състояние се счита за достигнато, когато протича максимален аноден ток. Тъй като C_A и C_T



Фиг. 8.6
Свързване на коаксиален кабел чрез капацитивен делител на напрежение



Фиг. 8.7
Подобрена схема за свързване на ненастроена симетрична двупроводна линия: *a* — към еднотактно крайно стъпало, *b* — към противотактно крайно стъпало

са части от анодния кръг, при промяна на C_A винаги трябва да се донастрои и C_T, за да се запази състоянието на резонанс.

8.1.2. Свързване на симетрични съгласувани захранващи линии

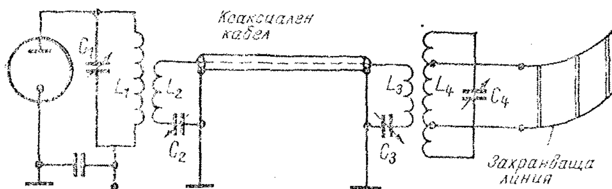
Начинът на свързване на симетрични захранващи линии не зависи от това, дали се използува УКВ лентов каб.л с вълново съпротивление от 240 до 300 Ω или пък открита двупроводна линия с вълново съпротивление от 400 до 600 Ω.

Такива линии биха могли да бъдат свързани просто индуктивно. Тъй като обаче вълновото съпротивление на кабела (от 240 до 600 Ω) вече е доста голямо, бобината за връзка би трябвало да приеме стойности, които съответствуват приблизително на половината на броя на навивките на бобината в анодния кръг. Индуктираното в бобината за връзка напрежение има сравнително малка стойност и това предполага трудности при извеждането на достатъчна мощност. Освен това често не е възможно да се поместят големи бобини за връзка в кутията на предавателя.

Тези недостатъци могат да бъдат отстранени, ако захранващият кабел се натовари на края с един настроен междинен кръг, който се свързва към анодния кръг на лампата чрез проводникова линия с малко вълново съпротивление. На фиг. 8.7 са показани подходящи схеми за еднотактни и противотактни крайни стъпала.

При настройката бобините на проводниковата линия се свързват съвсем слабо с кръговите бобини, докато чрез C_T се извърши настройка в резонанс (спадане на анодния ток). След това изводите на бобината на междинния кръг се поставят в средно положение симетрично спрямо средата на бобината и междинният кръг се настройва в резонанс чрез промяна на C_A (максимум на анодния ток). Най-често се установява, че сега вече анодният кръг не е настроен в резонанс и затова той трябва да се донастрои в известни граници. След това се променя с малко коефициентът на връзка на бобините на проводниковата линия, при което всеки път трябва да се повтаря настройката в резонанс на анодния и междинния кръг. Правилната настройка се познава по това, че промяната на C_A не измества резонанса на анодния кръг на лампата, а предизвиква единствено спадане на анодния ток от двете страни на резонансното положение. Това означава, че съгласуването на съпротивленията е чисто омическо. Ако такова състояние не може да се получи, трябва процесът на настройка да се повтори като се промени мястото на изводите, на бобината на междинния кръг.

Линията за връзка между двете бобини може да бъде произволно дълга и може да се направи от лентов кабел, обикновен мрежов кабел или най-добре от коаксиален кабел. На фиг. 8.8 е показана една още по-усъвършенствувана схема, при която бобините на проводниковата линия се настройват, а те самите са свързани с коаксиален кабел.



Фиг. 8.8
Схема за свързване на произволни съгласувани симетрични двупроводни линии

Кръгът за връзка откъм предавателя L_2—C_2 има същите данни, както показаният на фиг. 8.3 настроен кръг за връзка.

Индуктивността L_3 в µH се получава по формулата:

$$L_3 = \frac{2Z_K}{6{,}28f}, \qquad (8.10)$$

където Z_K е вълновото съпротивление на коаксиалния кабел, свързващ L_2 и L_3, f е честотата в MHz.

Пример

$f = 14$ MHz

$Z_K = 60\Omega$

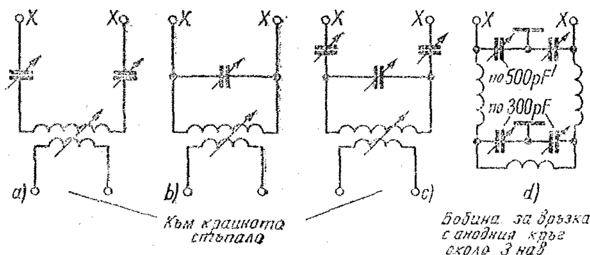
$$L_3 = \frac{120}{6{,}28.14} = 138 \ \mu H$$

C_3 трябва да се избере така, че заедно с L_3 да осигури резонанс за работната честота. Резонансният кръг L_4—C_4 има приблизително същите параметри, както кръгът в анодната верига на лампата. Изводите за симетричната захранваща линия се определят в зависимост от вълновото ѝ съпротивление и мястото им се установява опитно. Най-сигурно това става чрез рефлектометър, който се включва с шлейф към свързващия коаксиален кабел. Чрез промяна на изводите на L_4 и последователна настройка с C_4 и C_3 се опитва да се получи коефициент на стоящи вълни $s=1$. След това с C_2 се извършва настройка на оптималния товар на крайното стъпало.

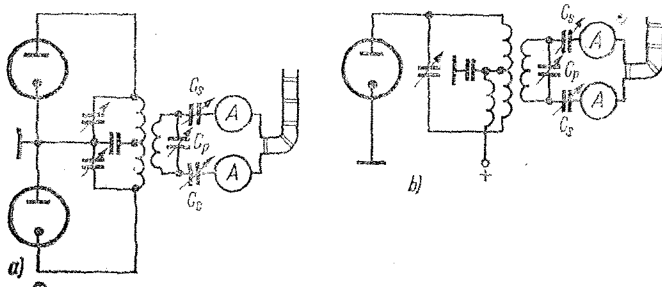
Описаните по-долу схеми на свързване на настроени захранващи линии са подходящи също така и за напасване на съгласувани симетрични линии.

8.2. Свързване на настроени захранващи линии към крайното стъпало на предавателя

При свързването на една настроена линия към крайното стъпало на предавателя първо трябва да се установи дали в края на линията има голямо съпротивление (максимум на напрежение) или малко съпротивление (максимум на тока). За свързване по ток се използува последователното захранване, показано на фиг. 8.9*a*, а при свързване по напрежение — паралелно захранване, показано на фиг. 8.9*b*. Антените с настроени захранващи линии почти винаги работят като многодиапазонни излъчватели. Затова може да се препоръча да се използува направо универсалното устройство за настройка, показано на фиг. 8.9*c*. То допуска както свързване по напрежение, така и по



Фиг. 8.9
Схеми за свързване на настроени захранващи линии към крайното стъпало на предавателя: *a* — връзка по ток (последователно захранване), *b* — връзка по напрежение (паралелно захранване), *c* — универсална връзка (по ток и по напрежение), *d* — симетричен Колинс-филтър



Фиг. 8.10
Свързване на настроена захранваща линия: *a* — към противотактно крайно стъпало, *b* — към еднотактно крайно стъпало

ток. Особено подходящ е Колинс-филтърът, който подтиска добре висшите хармонични. Понеже настроените линии, общо взето, са симетрични спрямо земя, П-филтърът също трябва да бъде симетричен (фиг. 8.9*d*). Тези системи за връзка позволяват да се настрои целият комплекс антена — захранваща линия в резонанс с работната честота, което винаги ще бъде необходимо при многодиапазонните антени.

Настроената линия е симетрична спрямо земя и затова свързването ѝ към едно противотактно стъпало е *особено просто*, защото то също представлява една конструкция, симетрична спрямо земя. Този случай е показан на фиг. 8.10*a*.

Ако трябва да се свърже една симетрична линия към еднотактно стъпало, анодният кръг на лампата трябва де бъде изпълнен симетрично спрямо земя, както е показано на фиг. 8.10*b*, като високочестотният нулев потенциал се пренесе в средата на бобината. В това място се подава анодното напрежение. Тъй като в тази точка е свързан кондензатор към земя, тук вече се намира „студеният" потенциал, а двата края на бобината са „горещи". С това еднотактният аноден кръг става симетричен спрямо земя, при което все пак трябва да се внимава за това, че роторът на настройващия променлив кондензатор също има високочестотен потенциал. Затова като че ли е по-удобно да се постави един двоен променлив кондензатор, чиито ротори могат да бъдат заземени заедно, а всеки от статорите е свързан с по един от краищата на бобината.

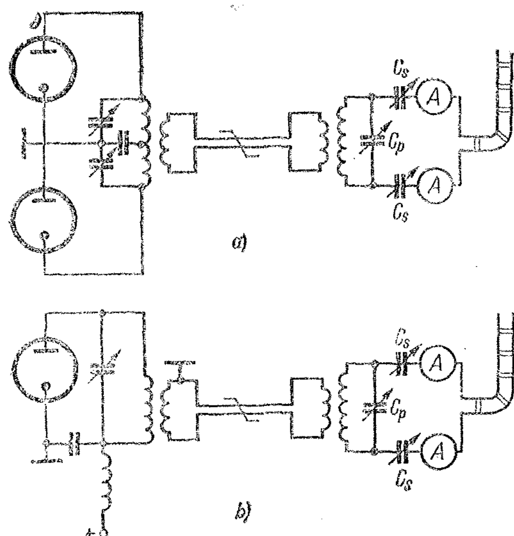
Индуктивната връзка между бобината в анодния кръг и бобината за връзка трябва да бъде променлива. Поради това често се срещат трудности при поместването на елементите на крайното стъпало. В много случаи е по-целесъобразно и по-благоприятно от електрическа гледна точка връзката с антената да се раздели пространствено от крайното стъпало и свързването да се извърши посредством проводникова линия с малко вълново съпротивление (фиг. 8.11).

Линията с малко вълново съпротивление може да се направи от усукан двужилен гъвкав многожичен проводник с възможно най-голям диаметър на проводниците, от мрежов шнур, от УКВ-лентов кабел или най-добре от коаксиален кабел. Тя може да бъде произволно дълга и на двата края завършва с бобини за връзка. Необходимият брой на навивките на тези бобини се определя опитно, общо взето 3 нав. са достатъчни. Долната формула се дава за оптимално оразмеряване на бобините за връзка:

$$n_K = \sqrt{\frac{n_t . Z_1}{Z_R}}, \qquad (8.11)$$

където n_K е броят на намотките на бобините за връзка, n_t — брой на намотките на бобината в анодния кръг, Z_1 — вълново съпротивление на проводниковата линия в Ω, Z_R — импеданс на анодния кръг. За усуканите многожични проводници и мрежовите шнурове може да се замести вълново съпротивление от около 80 Ω.

С бобините на проводниковата линия за връзка може да се нагласява удобно коефициентът на връзка между анодния кръг и устройството за настройка. Проводниковата линия представлява една съгласувана линия, защото нейното вълново съпротивление е съгласувано с импеданса на устройството за настройка. Затова тя може да бъде



Фиг. 8.11
Свързване посредством проводникова линия с малко вълново съпротивление: *а* — към противотактно стъпало, *b* — към еднотактно стъпало

произволно дълга и практически не излъчва енергия. Тази констатация важи особено за случая, когато като линия за връзка се използува коаксиален кабел. Това е случаят, който в раздел 5.3.2. беше означен като смесено захранване: една настроена линия преминава в съгласувана линия и може да се отведе до предавателя в сградата практически, без да излъчва, без да се държи сметка за разстоянието и за полагането на кабела.

Антенното устройство за настройка може да се постави в близост до антенния проходен изолатор или даже извън сградата на леснодостъпно място, като и там се запазват необходимите съоръжения за гръмозащита. Предимствата на едно такова разположение в повечето случаи компенсират неудобствата, причинени при смяна на работната честота от отделеното устройство за настройка. Тъй като съществуващите в настроената линия стоящи вълни са отдалечени от жилищните помещения и техните мрежови инсталации, а съгласуваната проводникова линия за връзка е нискоомна, възможността за BCI и TVI е силно намалена.

При разположението, показано на фиг. 8.11, е целесъобразно настройката да се извърши в следната последователност:

а — анодният кръг на крайната лампа без антенен товар се настройва в резонанс, при което за случая се намалява анодното напрежение. Това състояние се запазва по време на целия процес на настройка.

b — при връзка по напрежение двата кондензатора C_S се довеждат до положение, при което стойността на капацитета е максимална, и се оставят така. След това се извършва настройка чрез C_P, докато двата измерителя на антенния ток *А* покажат максимална стойност на тока. Токът на антената при връзка по напрежение е много малък, в дадения случай максимумът на напрежение трябва да се докаже с помощта на глим-лампа, която се държи в близост до кондензаторите C_S.

Коефициентът на връзка между бобините и настройката на C_P се изменя дотогава, докато измерителите на ток измерят максимален и едновременно с това равен ток.

При връзка по ток кондензаторът C_P се поставя в положение на минимална стойност на капацитета. След това неговата стойност не се променя. Чрез двата кондензатора C_S и чрез промяна на връзката отново се извършва настройка по максимален и равен в двата клона ток. (Да се внимава за измерителните инструменти, защото при връзка по ток протича много голям аноден ток.)

Едва когато действително е достиг-

нат оптимум, може да се опита чрез малко и предпазливо „подтягане" на настройката на анодния кръг да се постигне по-нататъшно подобрение.

Колинс-филтърът е един почти идеален блок за настройка и се среща при много радиолюбители-късовълновици. Често пъти обаче този антенен филтър принуждава някои спомагателни проводници да излъчват енергия.

Известният П-филтър, за когото вече бяха дадени някои основни сведения в раздел 8.1.1.1., обединява цяла поредица от предимства. Затова той досега не е бил изместен от никоя друга конструкция. Тези предимства са:

а — Колинс-филтърът позволява да се настроят в резонанс погрешно оразмерени излъчватели или захранващи линии.

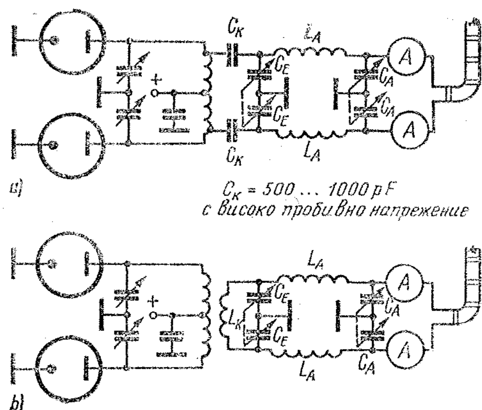
b — с Колинс-филтъра могат да бъдат съгласувани оптимално към крайното стъпало на предавателя практически всички срещащи се импеданси на излъчвателите или захранващите линии.

c — Колинс-филтърът действува като нископропускащ филтър, т. е. той пропуска само работната честота и всички по-ниски от нея („по-бавни") честоти. С това се затваря пътят към антената на всички честоти, по-високи от работната честота. Така се осъществява едно ефикасно подтискане на висшите хармонични, което е от полза при отстраняване на радиотелевизионните смущения.

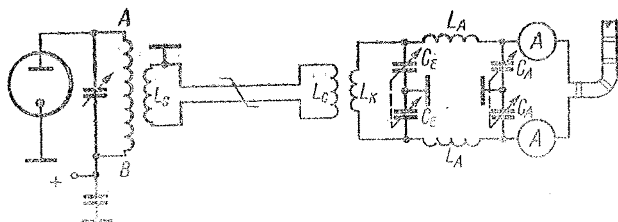
Все пак от един Колинс-филтър не трябва да се очакват чудеса. Ако още в схемата и при построяването на предавателя не е направено всичко, за да се подтиснат нежеланите висши хармонични, от един подобен антенен филтър не може да се очаква да отфилтрира висшите хармонични до такава степен, каквато изискват все по-чувствителните телевизионни приемници с техните насочени антени. Използуването на Колинс-филтъра е една от мерките, необходими за подтискане на висшите хармонични.

При антените с настроени захранващи линии могат да се използуват само симетрични П-филтри. Фиг. 8.12 показва как един симетричен Колинс-филтър се включва към противотактно крайно стъпало. Ако трябва към симетричен П-филтър да се включи еднотактно крайно стъпало, анодният кръг трябва да се симетрира, както е показано на фиг. 8.10*b*, и след това да се разглежда като противотактен аноден кръг. Ако обаче не е желателно да се променя еднотактният аноден кръг и въпреки това захранващата линия трябва да остане симетрична, тогава симетричният Колинс-филтър се свързва индуктивно към анодния кръг чрез използуване на проводникова линия с малко вълново съпротивление (фиг. 8. 13). При това трябва да се внимава за това, бобината L_S на проводниковата линия откъм предавателя да се заземи откъм края, който съответствува на „горещия" край *A* на бобината на анодния кръг. Връзката между L_S и бобината на усилвателя на мощност, както и между L_C и L_K се прави много силна.

За всички късовълнови обхвати боби-



Фиг. 8.12
Симетричен Колинс-филтър за антени с настроени захранващи линии: *a* — капацитивна връзка към анодния кръг, *b* — индуктивна връзка с анодния кръг



Фиг. 8.13
Свързване на симетричен Колинс-филтър към несиметричен аноден кръг

ните L_S и L_C имат две до три навивки L_K е равна на L_C или е малко по-голяма. Бобините L_C и L_S трябва да могат да променят малко положението си, защото често симетрията може да се подобри чрез малка промяна на положението им. Обикновено срещаните стойности за C_E са 2×300 pF, за C_A — 2×500 pF. Трябва да се внимава тези кондензатори да имат възможно наймалък начален капацитет. Подходящият брой на намотките на L_A трябва да се установи опитно за всеки обхват. Като ориентировъчна стойност в обхвата 80 m може да се приемат по 30 навивки от 3-mm CuAg при 50 mm диаметър на бобината. Подробни данни за превключваните бобини за Колинс-филтъра може да се намерят в любителската литература.

Настройката се извършва в следната последователност:

a — анодният кръг се разделя от Колинс-филтъра и се настройва в резонанс с управляващата честота. Предварително в случая се понижава анодното и екранното напрежение на лампата на усилвателя по мощност. Постигнатото резонансно състояние на кръга на усилвателя на мощност повече не бива да се променя в никакъв случай.

b — Колинс-филтърът с включена към него антена се свързва към анодния кръг. Поради свързването на филтъра този кръг се разстройва и вече не е в резонанс. Резонансното състояние на анодния кръг трябва да се възстанови чрез промяна на C_E. При това C_A се намира приблизително в средно положение.

c — сега C_A се изменя стъпално в малки граници и с C_E всеки път се извършва донастройка на анодния кръг в резонанс. При това може веднага да се установи в каква посока трябва да се измести C_A, за да предизвика увеличение на антенния ток. По такъв начин бързо се намира положението на C_A и C_E, при което се достига максимален антенен ток. Ако токът в двата клона има еднаква големина, процесът на настройка е завършен.

При първоначалната настройка на един нов Колинс-филтър или на една нова антена е необходимо да се повтори процесът на настройка в дадената по-горе последователност няколко пъти, като всеки път се променя броят на навивките на L_A, за да се намери найблагоприятната стойност на индуктивността.

Ако антенните токове в двата клона са различни, връзката между Колинсфилтъра и анодния кръг се променя, докато двата измерителя на антенния ток дадат еднакви показания. При това положение на бобините трябва още веднъж да се повторят настройките, означени по-горе с *b* и *c*.

8.3. Резюме

Често се допуска при съгласуването на захранващата линия към крайното стъпало на предавателя да се прояви по-малко старание, отколкото при съгласуването между излъчвателя и фидера. Това не е правилно, защото и двете настройки са еднакво важни. Едно грешно отвеждане на енергията намалява коефициента на полезно действие, поради това се увеличава анодната загубна мощност и крайната лампа се излага на опасност.

Далеч неизчерпателното изброяване на възможностите за съгласуване на захранващата линия към крайното стъпало на предавателя би могло да предизвика объркване у начинаещия радиолюбител. За да се улесни той при избора на най-подходящата схема за съгласуване, може в резюме да се констатира следното:

a — съгласуването на един коакси-

ален кабел към крайното стъпало на предавателя предизвиква най-малки трудности и изисква най-малък разход на схемни елементи. Трябва да се препоръча особено схемата, показана на фиг. 8.3.

b — ако към крайното стъпало трябва да се включи симетрична двупроводна линия, „стандартната схема" (фиг. 8.3) се разширява до схемата, показана на фиг. 8.8. Едно сравнение със схемите на фиг. 8.7 и 8.11 доказва, че всички те почиват на един и същ принцип. Схемата от фиг. 8.8 е универсално приложима. Настроените захранващи линии също могат да бъдат съгласувани чрез нея, стига да е направено свързване по напрежение. При свързване по ток би трябвало в междинния кръг да се поставят още два последователно свързани кондензатора C_S (фиг. 8.11).

За това може фиг. 8.8 да се означи като стандартна схема, което е справедливо за всички срещащи се случаи на съгласуване при съответно оразмеряване на междинния кръг L_4—C_4. Тя отговаря също и на тенденцията модерните любителски предаватели като правило да се снабдяват с един изход за свързване на коаксиален кабел.

Оптималното съгласуване може да се наблюдава непрекъснато с индикатор на стоящи вълни. Такива рефлектометри имат коаксиална конструкция и в най-простите си форми могат лесно да бъдат направени от любители (вж. раздел 31.2.). Коаксиалната проводникова линия с малко вълново съпротивление (фиг. 8.8) предлага една отлична възможност към линията да се включи чрез шлейф един такъв рефлектометър. С негова помощ след това може да се установи правилно съгласуване на настроени линии и то да се наблюдава непрекъснато по време на експлоатация.

9. Антени за къси вълни

Начинаещият радиолюбител първоначално се сблъсква с голям брой различни антени с повече или по-малко тайнствени названия. Кой трябва да му даде правилните съвети при избора на най-подходящата антена за неговите условия? Най-често това прави първият любител-късовълновик, който вече е постигнал успехи. Не винаги обаче така може да се получи добър съвет, защото често се случва такъв любител да твърди, че жицата, използувана от него за предавателна антена, представлява най-добрата антена.

„Гърмяните зайци" също понякога вярват в чудодейни антени и с това се намират на същата степен на развитие на знанията, както онези телевизионни абонати, които си купуваха луминесцентни лампи, защото някой твърдял, че една луминисцентна тръба е най-добрата антена за телевизионно приемане в първи обхват.

Само който подробно се е занимавал с основите на антенната техника (напр. раздели 1.÷5.), може да обхване и прецени свойствата и физикално обусловените граници на действителната ефективност на антените.

Следващите описания трябва да послужат за това да отстранят привидния безпорядък на многобройните антенни видове и да ги поднесат на начинаещия любител в прегледна форма.

На първо място ще бъде разгледано голямото семейство на *полувълновите излъчватели*. Те имат електрическа дължина $\lambda/2$ и излъчват предимно перпендикулярно на надлъжната си ос. Към тези прости полувълнови антени спадат:

— уиндом-антена

— Y-антена

— полувълнов дипол с усукана захранваща линия

— сгънат дипол

— дипол с кабелно захранване

— всички широколентови полувълнови диполи.

При определени условия тук могат да бъдат включени и многообхватните конструкции, като цепелин-антената, антената *W3DZZ*, многообхватната антена *G5RV* и всички останали многообхватни диполи.

По отношение на тяхната ефективна мощност тези разновидности са равностойни; те се различават само по начина на захранване. Диаграмата на насочено действие може да бъде повлияна до известна степен от начина на подаване на енергия.

Ако се предположи, че всяка от антените е съгласувана оптимално, тогава не съществуват и никакви разлики в тяхната ефективност.

Хоризонталната диаграма на насочено действие (Е-диаграмата) на хоризонтални проводници с дължина $\lambda/2$ може да се изменя чрез огъването им в хоризонталната равнина; чрез изменяне на наклона им във вертикалната равнина се променя ъгълът на възвишение.

Нежелани изменения на диаграмата на насочено действие се предизвикват от паразитни излъчватели, разположени в полето на близката зона (олуци, свободно висящи проводници и др.), както и под влияние на земната повърхност при ниско окачени антени. Последните споменати фактори са главните, които могат да доведат до различна оценка на две сами по себе си аналогични антени. Споменатите полувълнови излъчватели обаче се различават съществено по отношение на сигурността спрямо радиотелевизионни смущения.

По начало нискоомно захранваните и точно съгласувани антени предизвикват най-малки смущения на радио- и телевизионното приемане, при което трябва да се допълни, че смущаващите висши и паразитни хармонични не възникват в антената, а се създават от предавателя. На това място трябва да

се започне борбата против тях. Остатъкът от съществуващите смущаващи вълни може да бъде излъчен много силно в околността от антената и захранващата линия, например при уиндом-антената. Този остатък може обаче да бъде отстранен ефективно от една нискоомна захранваща линия. По тази причина в гъсто населени жилищни райони трябва да се използуват предимно дипол с кабелно захранване, всевълновата антена *WD3ZZ*, полувълновият дипол с усукана захранваща линия и сгънат дипол. Те са равностойни помежду си; единствено всевълновата антена *WD3ZZ* работи с повишено усилване в обхватите 20 m, 15 m и 10 m. Една разновидност на полувълновите антени образуват антените тип „дълга жица".Това са излъчватели,които се състоят от повече линейно подредени отрязъци с дължина λ/2. При това отделните полувълнови отрязъци принудително се възбуждат противофазно. С нарастване на дължината на антената диаграмата на насочено действие се разклонява и с четирите си главни листа се доближава до посоката на опъване.

Към антените тип дълъг проводник спадат:

— антена „дълга жица"
— всевълновата антена *DL7AB*
— V-образна антена
— ромбична антена.

Тези антени имат много силно изразено насочено действие и могат да дадат отлични резултати в четирите главни направления на излъчване. Освен това те имат една относително голяма широчина на честотната лента и оразмеряването им не е критично.

Разходите по съоръжаването на антените тип „дълга жица" не са големи, но за построяването на такива антени е необходимо много място и затова обикновено само любителите, живеещи на село, могат да използуват предимствата на тези антени. Най-добре е да се препоръча V-звездата, защото тази конструкция едновременно представлява една всевълнова антена и обхваща всички посоки на излъчване. Усилването на антената и степента на насоченост нарастват с увеличаване на дължината на излъчвателите.

Друга група антени образуват семейството на *напречно излъчващите* антени. Това са антени, които излъчват в тесен лъч перпендикулярно на посоката на опъването им. В случая се касае за комбинации от синфазно възбудени полувълнови диполи, които понякога могат да бъдат етажирани отвесно една на друга. Най-простият представител на рода напречно излъчващи антени е синфазно захранваният целовълнов дипол. Неговите по-големи братя се наричат „Лейзи ейч" (англ. lazy H), антена *W8JK*, „бискуер", *ZL*-бим, антена *HB9CV*. Всички те се отличават с ниско излъчване (малък ъгъл на възвишение в Н-равнината), дават високо усилване на антената при сравнително малка заемана площ и могат да се построят без големи разходи. Техен недостатък е, че те действуват само в една главна посока на излъчване. По-изгодна е „Лейзи ейч", защото тя действува в две посоки.

Приблизително същото усилване в направлението на главния лъч дават *въртящите се насочени излъчватели*. Те имат неоценимото предимство, че могат да „обстрелват" всички небесни посоки и се нуждаят от малко място. Все пак разходите по механичната конструкция са по-големи. Най-евтината и при това най-ефективна форма на въртящ се излъчвател в настоящия момент би трябвало да представлява двойният квадрат, защото за него не е необходим скъп тръбен материал и с два елемента има усилването на една триелемента Яги-антена.

Накрая, съществуват и *вертикални излъчватели*, които като прости пръчковидни антени изискват най-малко място и излъчват във всички посоки. Най-известната и най-благоприятна конструкция е антената „граундплейн", която, въпреки че излъчва във всички посоки, при правилно построяване все пак дава усилване благодарение на много ниското излъчване. Полувълновите вертикални излъчватели се нуждаят от двойно по-голяма височина при построяване, имат почти същите свойства като граундплейна, без обаче съществено да надвишават последните.

С това най-важните антенни конструкции са класифицирани по отношение на техните свойства и възможност за приложение.

За съжаление не винаги желанията за една или друга антена могат да се осъществят при съществуващите реални условия. Такива реални условия са:
а — местните дадености, като за-

строяване, положение и направление на свободно висящи проводници, площите за обществено използване, възможните точки за укрепване на антената, тяхната пригодност и право на собственост; съществуващите съоръжения за гръмозащита и възможностите за заземяване; съображения от градоустройствен и естетичен характер;

b — необходимите разходи, при които в някои случаи трябва да се имат предвид и такива за използване на специалисти (напр. покривачи) и устройства за осигуряване (скели, осигурителни въжета и т. н.);

c — възможност за снабдяване с всички необходими материали;

d — личните способности за занаятчийска и механична работа.

Оттук може да се разбере, че старателното предварително планиране на работата е важно и необходимо.

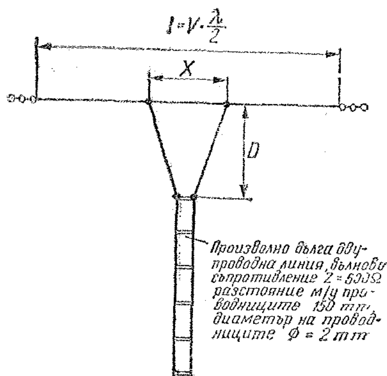
Описаните по-долу голям брой антенни системи, доказали добрите си качества, трябва да дадат подтик на радиолюбителя и да му помогнат да намери най-изгодната за неговите условия антена.

10. Разновидности на полувълновия излъчвател

Полувълновите антени, използувани в късовълновия обхват, се различават главно по начина на тяхното захранване. Те обаче имат до голяма степен свойствата, разгледани в раздел 3.1. В съответствие с тяхното приложение полувълновите излъчватели могат да бъдат разделени на:

— еднообхватни антени,
— многообхватни антени,
— малогабаритни диполи.

Последните работят предимно с механично скъсени проводници.



Фиг. 10.1. Y-антена

10.1. Еднообхватни диполи

Както следва от названието им, тези полувълнови диполи поради начина на захранване (съгласувани линии) не са пригодени за възбуждане с висши хармонични. Това означава, че те могат да се използуват само в един любителски обхват.

10.1.1. Y-антени

Така наречената *Y-антена* е един полувълнов дипол със съгласувана захранваща линия. Свързването на захранващата линия става по начин, който вече беше описан в раздел 6.1. (делта-съгласуване). Дължината на излъчвателя възлиза винаги на $\lambda/2$, умножена с коефициента на скъсяване и може — както за всички полувълнови антени в късовълновия обхват — да бъде изчислена по формулата

$$l = \frac{142500}{f}, \qquad (10.1)$$

където l е в m, f — в kHz.

Както е показано на фиг. 10.1 за делта-съгласуването, разстоянието X на двете точки на свързване, разположени симетрично спрямо средата на излъчвателя, възлиза на

$$X = \frac{36000}{f} \qquad (10.2)$$

и дължината

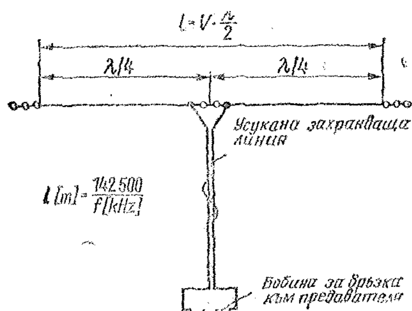
$$D = \frac{45100}{f}, \qquad (10.3)$$

където X е в m, D — в m, f — в kHz.

Несъгласуваната захранваща линия има вълново съпротивление 600 Ω и може да бъде представена като двупроводна линия с въздушна изолация, чиито отделни проводници имат диаметър 2 mm и са разположени на 150 mm един от друг (фиг. 5.4). Y-антената като полувълнов излъчвател има диаграма на излъчването, показана на фиг. 3.10.

10.1.2. Полувълнов дипол с усукана захранваща линия

Полувълновият дипол с усукана захранваща линия (фиг. 10.2) използува



Фиг. 10.2. Полувълнов дипол с усукана захранваща линия

като захранваща линия двужилен усукан гумиран кабел. Такива линии се произвеждат в многобройни разновидности като мрежови кабели. Вълновото съпротивление на тези кабели обикновено е от 80 до 100 Ω. Затихването на тези използувани не по предназначение мрежови кабели е голямо, особено за високочестотните любителски обхвати. Затова такива усукани гумирани кабели трябва да се използуват само за антени в обхватите 80 m и 40 m, а захранващата линия да бъде възможно най-къса.

По отношение на загубите в линията по изгодни за използуване са плоските двужилни проводници в пластмасова обвивка. При тези кабели проводниците са успоредни един на друг. Като изолационен материал намира приложение пластмаса на базата на поливинилхлорид. Тя има по-малки загуби и е по-устойчива на атмосферни въздействия от гумата.

Както е известно, полувълновият дипол има входно съпротивление около 65 Ω. Обикновено малко по-голямото вълново съпротивление на усуканата захранваща линия се съгласува към излъчвателя, като, както е показано на фиг. 10.2, точките на свързване се изместват симетрично встрани от средата на излъчвателя, докато в съгласуваната линия изчезнат стоящите вълни.

10.1.3. Дипол с кабелно захранване

Коаксиалният кабел е идеална захранваща линия и за късовълновия обхват. По най-прост начин един полувълнов дипол се захранва — както е показано на фиг. 10.3 — направо чрез един произволно дълъг коаксиален кабел.

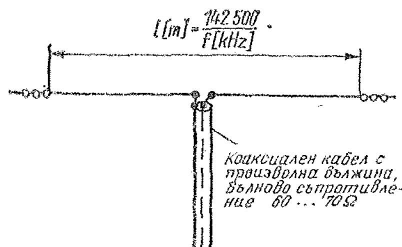
Внимателният читател ще забележи, че в този случай една симетрична антена се захранва чрез несиметричен кабел. Практиката доказва, че това, особено в късовълновия обхват, е възможно без някакви особени последствия, стига дължината на кабела да не попадне случайно в резонансно отношение с работната честота (повърхностни вълни).

Заради несиметричното възбуждане на двата клона на излъчвателя може да се очаква леко изменение на характеристиката на насочено действие. Симетриране може да се направи най-просто чрез поставяне на симетриращ шлейф (вж. раздел 7.4.) или чрез гама-съгласуване (вж. раздел 6.3.).

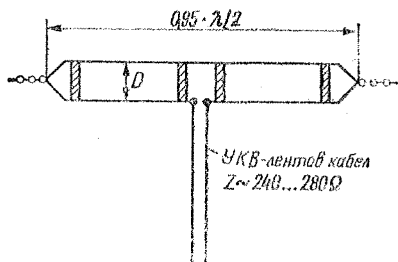
10.1.4. Шлейфвибратор

Доминиращият в УКВ-обхвата шлейфвибратор (сгънат дипол) може да бъде използуван и като късовълнова антена. Широчината на пропусканата от него честотна лента е малко по-голяма от тази на правия дипол. Шлейфвибраторът се използува преди всичко за това, защото неговото входно съпротивление от 240 Ω позволява директно захранване чрез обикновено продаваните УКВ-лентови кабели. С всичките си останали свойства шлейфвибраторът съответствува на правия полувълнов дипол.

Шлейфвибраторът е подходящ единствено за работа в един честотен обхват. Неговият коефициент на скъсяване V възлиза на 0,95; следователно той е



Фиг. 10.3. Полувълнов дипол, захранван чрез коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω



Фиг. 10.4. Шлейфвибраторът като късовълнова антена

малко по-дълъг от правия дипол (фиг. 10.4).

Разстоянията между двата паралелни проводника на излъчвателя възлизат приблизително на

20 cm за 3,5 MHz,
15 cm за 7 MHz,
10 cm за 14 MHz,
8 cm за 21 MHz,
5 cm за 28 MHz.

Един шлейфвибратор за къси вълни може да бъде направен също така изцяло от УКВ лентов кабел (фиг. 10.5).

При това обаче е необходимо да се направят следните разсъждения: между двата успоредни полувълнови отрязъка на излъчвателя се намира изолационният материал на лентовия кабел. Ако шлейфвибраторът се разглежда като паралелно свързване на два полувълнови отрязъка, тогава диелектричната константа на изолационния материал няма особено влияние върху коефициента на скъсяване *V*. Следователно той възлиза на 0,95.

Шлейфвибраторът може да се представи в същото време и като последователно свързване на две четвъртвълнови линии, дадени в края накъсо (фиг. 10.5*b*). При една двупроводна линия обаче диелектричната константа на междинната среда има голямо значение и затова би трябвало да се вземе пред вид коефициентът на скъсяване на лентовите кабели, който е приблизително равен на 0,82. Ако дължината на излъчвателя възлиза на 0,95 . λ/2, то наистина излъчвателят е в резонанс, но четвъртвълновите отрязъци са твърде дълги и предизвикват появата на една допълнителна индуктивна реактивна компонента. Ако коефициентът на скъсяване *V* се избере равен на 0,82 и съответно се намали дължината на излъчвателя, тогава антената като излъчвател не е вече в резонанс и в точките на захранване също възниква реактивно съпротивление. На фиг. 10.5 е показано, как двете изисквания могат да бъдат удовлетворени по най-прост начин: геометричната дължина на излъчвателя се избира равна на 0,95 . λ/2 и при дължина, равна на 0,82 . λ/2 се поставят мостчета за късо съединение.

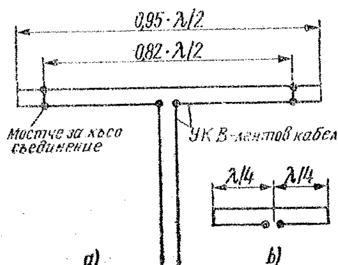
Антените от лентов кабел са особено удобни за преносими станции, защото имат малко тегло и са гъвкави. Обикновено пластмасите, използувани като изолационен материал, могат да се заваряват лесно и трайно (напр. с горещ поялник) или да се залепят. По този начин лесно може да се осъществи механична връзка на захранващата линия с излъчващата част.

10.2. Полувълнови излъчватели за работа на много обхвати

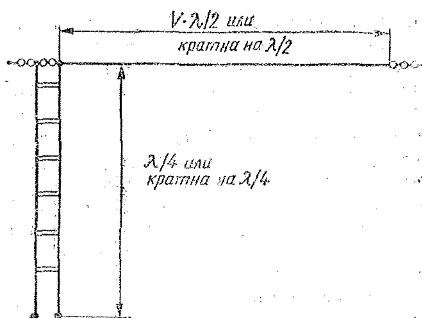
Ако един полувълнов излъчвател трябва да се възбуди за работа с висши хармонични по безупречен от електрическа гледна точка начин, той трябва да се захрани чрез *настроена* линия. Многодиапазонните антени със *съгласувана* захранваща линия винаги са компромисни решения, при които работата на повече от един обхват се заплаща с повече или по-малко излъчваща захранваща линия или с други недостатъци.

10.2.1. Цепелин-антена

Класическата *цепелин*-антена, наричана също съкратено *цеп*, представ-



Фиг. 10.5. Шлейфвибратор, изработен от лентов кабел



Фиг. 10.6. Антена „цепелин"

лява един обикновен полувълнов излъчвател, който се захранва в края си (при максимум на напрежението) чрез една настроена двупроводна линия. Единият проводник на захранващата линия е свързан към излъчвателя, другият остава свободен, но е изолиран (фиг. 10.6).

Дължината на захранващата линия възлиза на λ/4 или е цяло число пъти по-голяма от λ/4. При дължини от 2 . λ/4, 4 . λ/4, 6 . λ/4 и т. н., т. е. при четно число пъти λ/4 в началото на захранващата линия съществува същото разпределение на тока и напрежението, както в края ѝ. Ако обаче захранващата линия има дължина 1 . λ/4, 3 . λ/4, 5 . λ/4 и т. н., т. е. нечетно число пъти λ/4, накрая на захранващата линия разпределението на тока и напрежението е обратно на това в началото на линията. В края на излъчвателя възниква максимум на напрежението. Ако той се захрани в тази точка през линия с дължина 2 . λ/4, в долния край на линията също има максимум на напрежение и тогава се говори за *връзка по напрежение*. Ако захранващата линия е дълга само 1/4 λ, 3/4 λ, 5/4 λ, 7/4 λ и т. н., съотношенията се обръщат, в края на излъчвателя винаги остава максимум на напрежението, докато в долния край на захранващата линия се образува минимум на напрежението (максимум на тока). Ако захранващата линия се свърже към предавателя при максимум на тока, се говори за *връзка по ток*.

Един полувълнов цепелин, оразмерен за обхвата 80 m, може да се използува едновременно и като всевълнова антена. При работа в обхвата 40 m полувълновата цепелин-антена се превръща в целовълнова, при работа на 20, 15 и 10 m — в дълга жица с цепелин — захранване и дължина съответно 2 λ, 3 λ или 4 λ. Ако дължината на захранващата линия е около 40 m, т. е. 2.λ/4 за обхвата 80 m, във всички обхвати съществува връзка по напрежение. Напротив, при дължина на захранващата линия 20 m (съответствува на λ/4 за 80 m) за обхвата 3,5 MHz се получава връзка по ток, а за всички останали обхвати — връзка по напрежение.

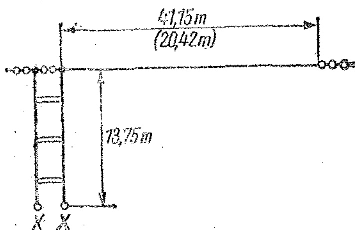
Свързването на настроени захранващи линии към крайното стъпало на предавателя *винаги* изисква подходящи елементи за връзка с антената. Това е обяснено в раздел 5.3.2. В раздел 8.2. са описани подходящи елементи за връзка с антената.

Целесъобразно е дължината на захранващата линия да не се избира равна на λ/4 или цяло число пъти по-голяма от λ/4, защото в такъв случай лесно могат да се появят смущения от синфазни спрямо земя вълни. Захранващата линия започва да излъчва по-силно. За всевълнова антена е благоприятно използуването на кабели с дължина между 12,50 и 14 m. Така във всички обхвати се избягват споменатите по-горе смущения и кабелът лесно може да се настрои в резонанс заедно с елементите за връзка с антената.

10.2.1.1. *Цепелин-антена за всички обхвати*

На фиг. 10.7 е показана една цепелин-антена за всички обхвати, конструирана по описания по-горе начин.

Тази антена е свързана по ток за обхватите 80, 40, 20 и 15 m, докато за обхвата 10 m връзката е по напрежение. Антената може да бъде построена също така и с дължина на излъчвателя

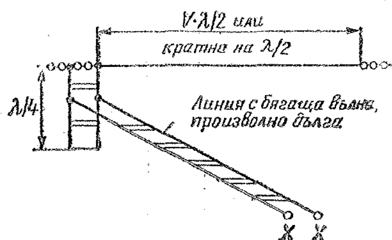


Фиг. 10.7. Всевълнова цепелин-антена

само 20, 42 m. Тогава обаче не е възможна работа в обхвата 80 m с цепелинзахранване. Като помощно решение може да послужи свързването на захранващата линия на късо в края откъм предавателя, като връзката с предавателя се осъществява с помощта на Колинс-филтър. Така този излъчвател може да се използува и като проста L-антена за работа в 80 m обхват.

Ако една захранвана в края си антена ще бъде използувана за работа само на един обхват, полезно е краят на излъчвателя да се натовари с една затворена четвъртвълнова линия, а захранването да става, както е показано на фиг. 10.8, чрез една съгласувана двупроводна линия.

За начина на действие и оразмеряването на съгласуващата линия важат разсъжденията, дадени в раздел 6.6. Както УКВ лентови кабели, така и саморъчно направени двупроводни линии с произволна дължина могат да бъдат използувани като линия с бягащи вълни.



Фиг. 10.8. Излъчвател, захранван в края си чрез ненастроена захранваща линия

10.2.1.2. *Двоен цепелин (дъблет)*

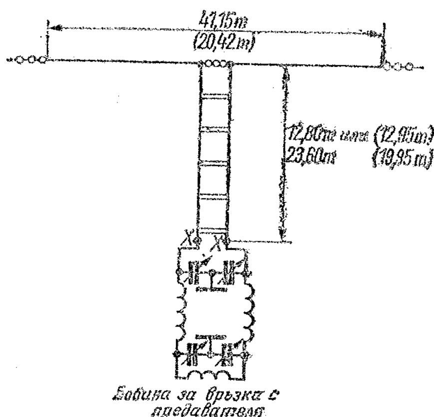
Един излъчвател, възбуждан симетрично в средата си, дава най-съвършена характеристика на насочено действие. Една такава захранвана в центъра си антена с настроена захранваща линия се нарича *двоен цепелин*. Международното название на симетрично захранваните антени с настроена захранваща линия е *дъблет*. Дъблетът може да се използува за работа на всички обхвати (фиг. 10.9).

При антените от този тип също така могат да се появят смущаващи синфазни спрямо земя вълни, ако захранващата линия и свързаната към нея половина от излъчвателя са равни на цяло число пъти $\lambda/2$. Затова и в този случай дължината на захранващата линия сама за себе си не трябва да бъде в резонанс с работната честота. В таблица 10.1 са събрани изпробвани на практика размери на различни дъблети, чиито захранващи линии са оразмерени така, че се избягва появата на синфазни вълни.

За настройка на захранващата линия и за свързването ѝ към крайното стъпало на предавателя са подходящи схемите, описани в раздел 8.2.

Таблица 10.1. Изпробвани размери на различни всевълнови дъблети

Обща дължина за излъчвателя, m	Дължина на настроената захранваща линия, m	Обахват, m	Вид на връзката към предавателя
41,15	12,80	80, 40, 20, 15 10	Връзка по напрежение Връзка по ток
41,15	23,60	80, 40, 20, 15, 10	Връзка по напрежение
20,42	12,95	80 40, 20, 15, 10	Връзка по ток Връзка по напрежение
20,42	19,95	80, 20, 10, 40, 15	Връзка по напрежение Връзка по ток



Фиг. 10.9. Антена, захранвана в центъра си чрез настроена захранваща линия (двоен цепелин)

Когато един дъблет се използува изключително като еднообхватна антена, преходът към една произволно дълга, ненастроена захранваща линия може да се извърши чрез четвъртвълнова съгласуваща линия (раздел 6.6.).

При обща дължина на излъчвателя най-малко 1 λ и цяло число пъти по-голяма от λ (максимум на напрежението в точката на захранване) се използува четвъртвълнова съгласуваща линия, дадена на края накъсо; ако дължината на излъчвателя е λ/2 или нечетно число пъти по-голяма от λ/2, трябва да се приложи отворена на края четвъртвълнова линия.

10.2.2. Уиндом-антена

Преди много години *Лорен Уиндом*, W8GZ, разработи наречената на негово име Уиндом-антена. Тя представлява полувълнов излъчвател с произволно дълга еднопроводна захранваща линия.

Използуването на еднопроводна захранваща линия е възможно благодарение на факта, че един единствен проводник, разположен над достатъчно проводима земна повърхност, притежава вълново съпротивление от около 500 Ω, когато диаметърът на проводника е от 1,5 до 2 mm. Ако върху проводника на антената се намери точка, в която импедансът е 500 Ω, захранващата линия може да се включи там и ще съществува съгласуване. При една проводникова полувълнова антена тази точка е отдалечена на около 0,18 λ от края на антената (фиг. 10.10).

Предпоставка за безупречната работа на една Уиндом-антена е добрата проводимост на земната повърхност, защото земята образува така да се каже втория проводник на захранващата линия.

Освен това еднопроводната линия трябва да се прекара така, че възможно най-голяма част от нея да бъде перпендикулярна на надлъжната ос на антенния проводник.

Формулите за оразмеряване на дължината на излъчвателя l и на разстоянието на точката на свързване A от края на проводника са следните:

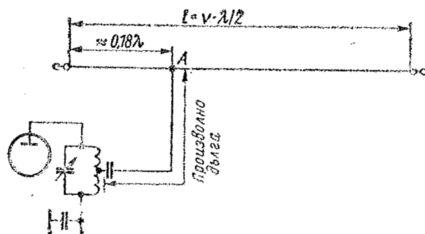
$$l = \frac{143000}{f} \qquad (10.4)$$

и

$$A = \frac{54000}{f}, \qquad (10.5)$$

където l е в m, A — в m, f — в kHz.

Най-простият начин за намиране на правилното място на точката на свързване A се състои в това, еднопроводната линия да се остави поне с λ/4 по-дълга, отколкото е необходимо и удължаващото парче да се прокара така, че да е лесно достъпно. След това в различни точки на удължаващото парче се измерва протичащият ВЧ ток (или съществуващото ВЧ напрежение). Чрез съответно изместване на точката на свързване по антената трябва да се постигне изравняване на ВЧ ток (съотв. на ВЧ напрежение) във всички точки, в които се прави из-

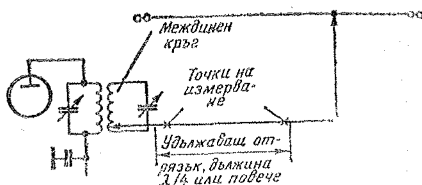


Фиг. 10.10. Антена Уиндом

мерване. Големината на измерения ток при това няма значение и обикновено се избягва настройката по максимум на тока (съотв. максимум на напрежение). Когато във всички точки протича еднакъв среден ВЧ ток, по линията няма стоящи вълни, защото тя е съгласувана. След извършеното съгласуване удължаващото парче проводник отново се отстранява (фиг. 10.11).

Този метод се опростява, ако с един ВЧ лампов волтметър (измервателна глава) се измерва напрежението в различни точки на удължаващата линия. В такъв случай не е необходимо да се прекъсва захранващата линия. Съгласуването е постигнато, когато във всички точки съществува еднакво ВЧ напрежение.

При средни или големи мощности на предавателя като индикатор може да послужи една обикновена глим-лампа, която се плъзга по дължината на линията. На всички места тя трябва да

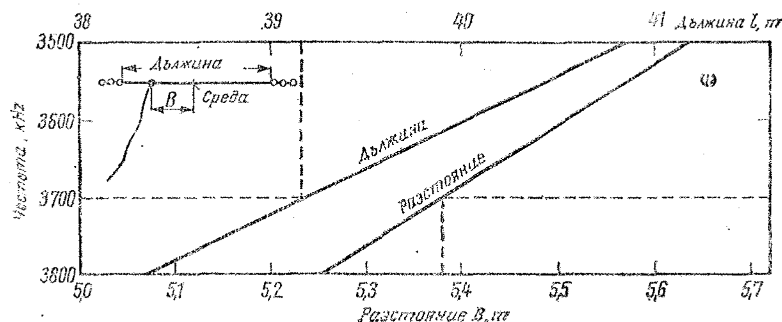


Фиг. 10.11. Антена Уиндом с междинен кръг и удължен отрязък

свети еднакво силно. Когато еднопроводната линия се свърже капацитивно към извод на бобината на анодния кръг (фиг. 10.10), всички съществуващи висши хармонични могат безпрепятствено да се излъчат от антената. Затова винаги би трябвало да се въведе един допълнителен междинен кръг (фиг. 10.11). Още по-добре е да се използува един несимтричен Колинс-филтър (вж. раздел 8.1.1.1.), както е показано на фиг. 10.14). В таблица 10.2 са събрани из-

Таблица 10.2. Данни за елементите на междинния кръг

Обхват	Капацитет, pF	Индуктивност, μH	Данни за бобината	
			брой на навивките	диаметър на бобината, mm
80 m	200	15	20	60
40 m	100	10	16	50
20 m	50	3,5	9	50
15 m	50	1,5	6	50
10 m	50	1,0	5	50



Фиг. 10.12. Диаграми за оразмеряване на дължината на излъчвателя l и на точката на свързване (разстоянието B), пресметнато от средата на излъчвателя, за една Уиндом-антена за обхвата 80 m

пробвани на практика данни за междинния кръг.

Както при капацитивна връзка с анодния кръг, така и при използуване на междинен кръг точката на свързване към бобината на кръга трябва да е избрана така, че захранващата линия с нейното вълново съпротивление от около 500 Ω да бъде натоварена на края с точно необходимото съпротивление. Затова първо се прави опит чрез промяна на изводите на бобината, съотв. чрез изменение на настройката на *Колинс*-филтъра да се постигне най-малък коефициент на стоящи вълни. Съществуващите след това стоящи вълни се отстраняват чрез изместване на точката на свързване *A* върху излъчвателя.

На фиг. 10.12 са показани определените чрез измерване диаграми за оразмеряване на дължината на излъчвателя *l* и местоположението на точката на свързване, пресметнато от средата на излъчвателя, за една Уиндом-антена за обхвата 80 m. Ако при това еднопроводната линия е направена от проводник, дебел от 1,5 до 2 mm, и ако почвата е с добра проводимост, може да се разчита на едно твърде добро съгласуване.

Пример

Трябва да се определят дължината на излъчвателя *l* и отстоянието *B* от средата на излъчвателя за Уиндом-антена с резонансна честота 3700 kHz.

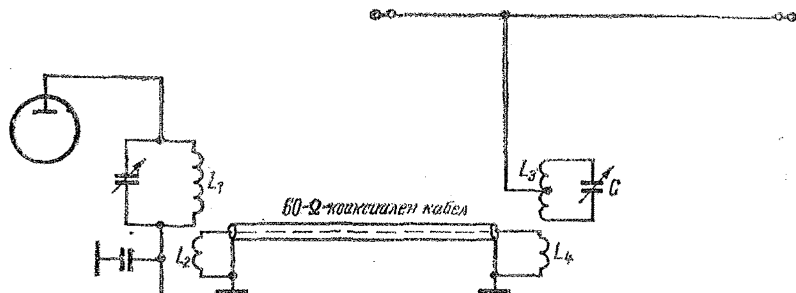
Дължината на излъчвателя се получава върху горната скала за дължините, като се намери пресечната точка на правата, прекарана за честота 3700 kHz и правата *l*. Резултатът е $l=39{,}18$ m (начертано с прекъсната линия). От долната скала на дължините се отчита отстоянието на точката на свързване от геометричната среда на излъчвателя ($B=5{,}38$ m, начертано долу вдясно с прекъсната линия).

Описаните досега начини на свързване на Уиндом-антената би трябвало да използуват само тогава, когато предавателят е разположен в непосредствена близост до антенния проходен изолатор. Ако захранващата линия трябва да премине през някое помещение, не може да не се държи сметка за това, че в електрическата мрежа се индуктира високочестотна енергия и е възможно появяване на смущения в приемането на радио- и телевизионните програми.

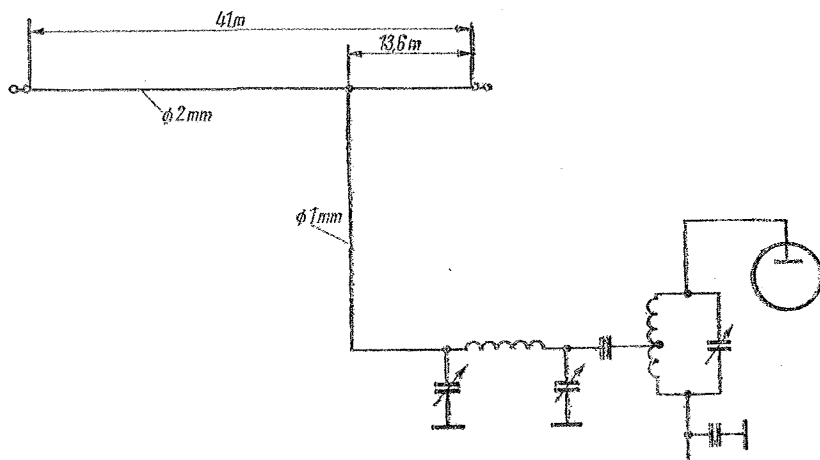
При доближаване на еднопроводната линия до стени и пр. нейното вълново съпротивление се изменя и особено в затворени помещения по линията се появяват големи стоящи вълни. Затова за пренасяне на енергията вътре в къщата винаги трябва да се използува проводникова линия с малко вълново съпротивление, както е показано на фиг. 10.13. Данни за стойностите L_3—C на междинния кръг трябва да се вземат от таблица 10.2. Оразмеряването на проводниковата линия беше обсъдено подробно в раздел 8.

10.2.2.1. *Многообхватни Уиндом-антени*

Чрез *VS1AA* стана известна една многообхватна Уиндом-антена, която се нарича също и *компромис-Уиндом*. При нея дебелината на проводника на



Фиг. 10.13. Уиндом с проводникова линия за връзка с малко вълново съпротивление



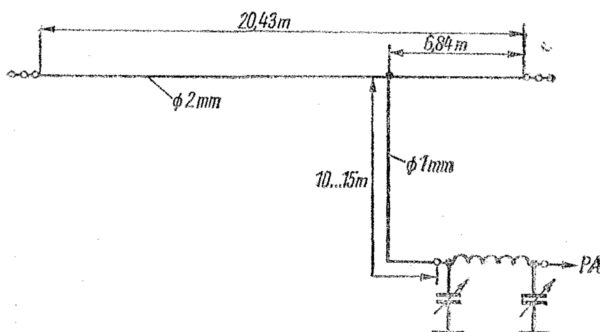
Фиг. 10.14. Многообхватна Уиндом-антена, предложена от VS1AA

захранващата линия е по-малка от тази на проводника на излъчвателя. Ако диаметърът на проводника на излъчвателя е 2 mm, захранващата линия се избира с диаметър 1 mm (отношение на диаметрите около 2:1).

На фиг. 10.14 е показана една такава Уиндом-антена, предложена от *VS1AA*. Тя може да се използува във всички любителски обхвати; винаги обаче трябва да се има пред вид известно разсъгласуване на антената. Намиращият се в долния край на линията несиметричен Колинс-филтър помага за това, винаги да може да се извърши настройка в резонанс. Така еднопроводната линия става нещо средно между съгласувана и настроена линия. Това обаче в никакъв случай не е лошо разрешение на проблема за съгласуване.

Компромис-уиндомът работи в 80-m обхват като полувълнова антена и главното направление на излъчване е перпендикулярно на надлъжната ос на излъчвателя. При работа в 40-m обхват антената става целовълнова „дълга жица", при работа на вълна 20 m върху антената се разполагат 2 цели дължини на вълната и при 10 m — 4 дължини на вълната. В обхвата 15 m антената е съгласувана неправилно. Съответните приблизителни диаграми на насочено действие са показани на фиг. 11.1. На фиг. 10.15 може да се види една всевълнова Уиндом-антена с по-малка обща дължина.

При тази антена дължината на за-



Фиг. 10.15
Скъсена всевълнова Уиндом-антена

хранващата линия трябва да бъде между 0 и 15 m. Захранващата линия трябва да бъде свързана към крайното стъпало на предавателя чрез Колинс-филтър. Все пак в обхвата 80 m антената не работи като Уиндом; в този случай самата еднопроводна линия действува като четвъртвълнов излъчвател над земята, като твърде малката ѝ дължина се компенсира от хоризонталната част на антената. Последната служи като върхов удължителен капацитет. Чрез Колинс-филтъра се извършва настройка в резонанс с работната честота. При работа в 40-m обхват антената става полувълнов Уиндом с познатата диаграма на насочено действие (осморка), докато при 20, 15 и 10 m (1 λ, 1,5 λ и 2 λ) трябва отново да се имат предвид съответните диаграми на насочено действие в хоризонталната равнина от фиг. 11.1.

За работата на описаната многообхватна Уиндом-антена в обхвата 15 m трябва да се спомене още едно ограничаващо обстоятелство. В този обхват в точката на включване на еднопроводната линия към антената съществува импеданс от няколко хиляди ома. Заради това се получава значително разсъгласуване на антената с всички стрицателни последствия.

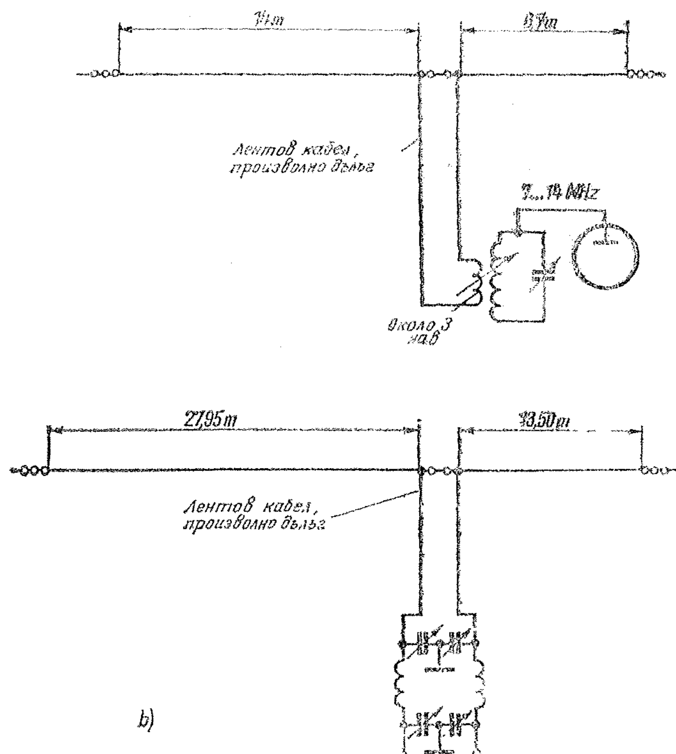
При индустриално произвежданите многообхватни Уиндом-антени проводникът на излъчвателя е прекъснат в точката на свързване на захранващата линия и там е поставен балун-трансформатор с тороидна сърцевина. Той трансформира импеданса в съотношение 6:1 и едновременно извършва симетриране, необходимо при свързване на коаксиален кабел.

10.2.3. Симетрично захранвани многообхватни Уиндом-антени

Теорията определя за еднопроводната линия на една Уиндом-антена вълново съпротивление от 600 Ω. На практика в зависимост от околната среда и височината на монтиране на антената както вълновото съпротивление на захранващата линия, така и импедансът в точката на свързването ѝ към антената могат да приемат по-малка стойност. Ако се изходи от Уиндом-антената тип *FD4*, при която с цел възможно най-добро съгласуване към коаксиален кабел е включен допълнително трансформатор на импеданса с отношение на трансформация 6:1, при обикновено срещаните височини на монтиране на антената се получава импеданс в точката на захранване от около 300 до 400 Ω. Следователно една многообхватна Уиндом-антена би могла да бъде захранена направо чрез 300-омов лентов кабел, като съзнателно се допуска едно все пак поносимо разсъгласуване. Лентовият кабел запазва симетрията, освен това обратно на еднопроводната линия той има по цялата си дължина едно точно определено вълново съпротивление, затова собственото излъчване на кабела е сравнително малко. С това многообхватните Уиндом-антени, захранвани с лентов кабел, са по-добри по отношение на BCI и TVI от тези, захранвани чрез еднопроводна линия.

На фиг. 10.16*a* е показана една триобхватна Уиндом-антена, възбуждана чрез УКВ лентов кабел с произволна дължина. Тази антена, която при посочените размери работи като полувълнов излъчвател на 40 m и като целовълнова антена на 20 m, е съгласувана добре към захранващата линия и в двата обхвата. Антената би могла да работи добре и в обхвата 10 m, стига да се допусне известна пулсация в захранващата линия. За този режим на работа обаче трябва да се предвиди един Колинс-филтър в края на линията, както е показано на фиг. 10.16*b*. Този филтър прави възможна работата на антената и в диапазона 80 m. За това е необходимо краят на кабела да се свърже на късо и симетричният Колинс-филтър да се използува като несиметричен. В този случай антената действува като вертикален излъчвател с върхов удължаващ капацитет.

Другата многообхватна антена, захранвана чрез съгласуван УКВ лентов кабел, работи в обхватите 10 m, 20 m, 40 m и 80 m на принципа на Уиндом-антените (фиг. 10.16*b*). При това компромисно решение по захранващата линия също съществуват повече или по-малко стоящи вълни. Това изисква — както вече беше споменато — антената да се свърже към предавателя чрез симетричен Колинс-филтър. Той не отстранява стоящите вълни, но настройва цялата система в резонанс



Фиг. 10.16. Симетрично захранвани многодиапазонни Уиндом-антени: *a* — трибхватна антена, *b* — четириобхватна антена със съгласувана захранваща линия

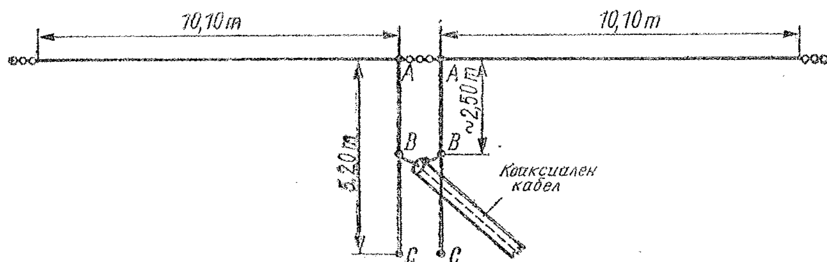
и така осигурява за крайното стъпало на предавателя чисто активен товар. Затова тази захранваща линия също трябва да се разглежда като смес от съгласувана и настроена линия.

10.2.4. Съгласувана триобхватна антена, захранена с коаксиален кабел

Там, където съществува възможност при смяна на обхватите антената да се свали толкова ниско от едната страна, че точката, в която се извършва захранването, да стане достъпна, може да се построи една много проста малогабаритна триобхватна антена за обхватите 10 m, 20 m и 40 m. Този излъчвател, показан на фиг. 10.17, и в трите обхвата е съгласуван добре към произволно дълъг коаксиален кабел. Затова често си струва човек да се примири със сложността на смяната на обхватите.

За обхвата 40 m тази антена представлява един обикновен полувълнов дипол с дължина на всяко от рамената 10,10 m. Коаксиалният кабел е свързан към точките за захранване за обхвата 40 m *AA*, там входното съпротивление възлиза на около 60 Ω. Отворената двупроводна линия с дължина 5,20 m, която също е свързана в точките *AA*, няма забележимо влияние върху резонанса или характеристиката на насочено действие на антената в обхвата 40 m.

Ако антената трябва да работи в обхвата 20 m, коаксиалният кабел трябва да се свърже в края на отворената двупроводна линия. В този режим на работа двата клона на излъчвателя



Фиг. 10.17. Симетрична трихобхватна антена, захранвана с коаксиален кабел

образуват един симетричен целовълнов дипол, чието входно съпротивление, както е известно, е голямо (максимум на напрежение). Отворената двупроводна линия с дължина 5,20 m за обхвата 20 m представлява един четвъртвълнов трансформатор (вж. раздел 6.5.), който довежда импеданса в точките *CC* до около 60 Ω. За двупроводната линия се избира вълново съпротивление от 500 до 600 Ω, което може да бъде реализирано например при диаметър на проводниците 1,5 mm и разстояние между тях от 70 mm (вж. фиг. 5.4).

При експлоатация в обхвата 10 m върху излъчвателя се разполагат 4 полувълни. Разпределението на тока е такова, че и в този случай в точките *AA* има възел на тока (голямо съпротивление). При свързване на коаксиалния кабел в точките *BB*, както е показано на фиг. 10.17, двупроводната линия действува като четвъртвълнов трансформатор за 10 m; неизползуваният отворен отрязък от линията между *BB* и *CC* не оказва някакво отрицателно въздействие.

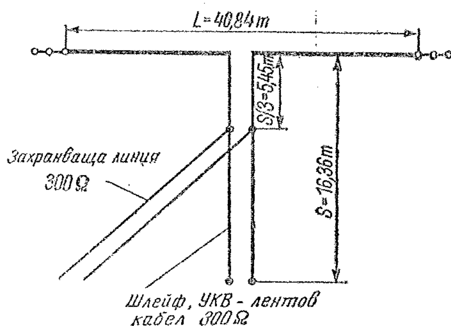
За да може да се установи най-благоприятното разположение на точките на свързване *BB* и *CC* и да се маркира то, антената се съгласува. Започва се с обхвата 10 m, като коаксиалният кабел се свързва с клеми приблизително в средата на двупроводната линия и чрез изместване на изводите нагоре и надолу се търси положението с най-малък коефициент на стоящи вълни. Като индикатор на стоящи вълни служи рефлектометър, включен чрез шлейф към кабела. По същия начин веднага след това се извършва настройката за обхвата 20 m, при което се изменят изводите за определяне на точките на свързване на коаксиалния кабел към двупроводната линия *CC*. Оптималното положение тук обикновено е малко над края на линията.

Тъй като тук се извършва преход от симетрична антенна система към несиметричен коаксиален кабел без междинно включване на симетриращо устройство, в коаксиалния кабел може да се появят повърхностни вълни и съществува опасност от BCI и TVI. В такъв случай може да се помогне чрез удължаване или скъсяване на коаксиалния кабел с 1 до 2 m.

10.2.5. Съгласуван дипол за всички обхвати

При по-горе описаните антени беше използувана възможността върху антенния проводник да се намери точка, която има приблизително еднакъв импеданс за няколко обхвата. В тази точка излъчвателят се прекъсва и се вмъква захранващата линия, чието вълново съпротивление е горе-долу същото, както и еднаквия за няколко обхвата импеданс на излъчвателя.

Същият принцип може да се приложи и за един отворен на края четвъртвълнов шлейф. В точките на захранване на един полувълнов дипол, оразмерен за най-ниската работна честота, се включва една отворена на края четвъртвълнова линия (фиг. 10.18). Ако полувълновият дипол е в резонанс за вълна 80 m, то и за обхватите 40 m, 20 m и 10 m за някоя от висшите хармонични съществува положение, близко до резонансното. Отворената на края си четвъртвълнова линия представлява едновременно полувълнова линия за



Фиг. 10.18. Съгласуван всевълнов дипол

обхвата 40 m, целовълнова линия за 20 m и линия с дължина 2 λ за обхвата 10 m. Върху тази отворена двупроводна линия може да се намери точка, която за всички споменати любителски обхвати има импеданс от около 300 Ω (вж. раздел 6.6.). Там може да се включи една произволно дълга захранваща линия с вълново съпротивление 300 Ω и антената да се захрани при сравнително добро съгласуване за всички обхвати. Теорията и практиката са показали, че тази точка се намира на разстояние приблизително $^1/_3$ от дължината на съгласуващия шлейф, измерено от точките на захранване на излъчвателя.

Шлейфът и захранващата линия могат да бъдат направени от УКВ лентов кабел. В този случай при определяне на дължината на четвъртвълновата линия трябва да се има пред вид коефициентът на скъсяване на лентовия кабел. При обикновено продаваните лентови кабели (напр. тип 300А7 или 240А4-1) V е 0,8 (дължина на шлейфа 0,8 . λ/4).

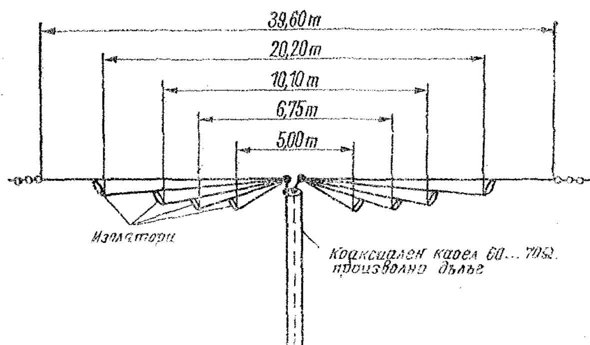
При размерите, показани на фиг. 10,18, коефициентът на стоящи вълни в началото на 80-m обхват възлиза на 1,8 и до края на обхвата се увеличава до $s=4$. В обхвата 40 m съгласуването е много добро и s има стойност $\leq 1,5$. В обхвата от 14000 до 14200 kHz коефициентът на стоящи вълни s също така е по-малък от 2. Изненадващо е, че излъчвателят работи добре и в обхвата 15 m, в целия обхват не е измерен коефициент на стоящи вълни със стойност, по-голяма от 2,5. При честота 29000 kHz в 10-m обхват се намира едно изразено резонансно положение с коефициент на стоящи вълни $s=1,2$. Към високочестотния край на обхвата s нараства до 2,5, а в началото на обхвата — до 3.

Многообхватните антени със съгласувана захранваща линия винаги са едно компромисно решение. Изглежда все пак, че тази антена представлява особено изгоден компромис.

10.2.6. Антена за всички обхвати с кабелно захранване

На фиг. 10.19 е показана една всевълнова антена с кабелно захранване. От чертежа се вижда, че не се касае за „истинска" всевълнова антена, защото за всеки обхват се използува отделен полувълнов дипол. Разходите са големи, а и при механичното изработване могат да се появят някои затруднения. Собственоръчно направената антена най-често е твърде тежка и провисването на проводниците — голямо.

Индустриално произвежданите модели, работещи на този принцип, използуват специално изработен антенен проводник, при който най-дългият дипол е направен от легирана стомана. Този дипол има задачата да носи всички по-къси диполи. Последните са подредени стъпално съобразно дължината им в общ диелектрик подобно на конструкцията на плоските многожилни кабели с пластмасова изолация. Тъй като един такъв излъчвател е в резонанс за всички висши хармонични, непременно трябва да се положат грижи те да бъдат подтиснати чрез Колинс-филтър или други подходящи нископропускащи филтри.



Фиг. 10.19
Всевълнова антена с кабелно захранване

10.2.7. Антена за всички обхвати G5RV

Тази антена е популярна, защото може да се построи много лесно и изисква малко място. Не бива обаче да се залагат твърде големи надежди по отношение на ефективността на този излъчвател, защото става дума за едно компромисно решение, което само в обхватите 10 m и 15 m дава едно малко усилване в сравнение с нормалния дипол.

На фиг. 10.20 са дадени размерите на антаната G5RV. Двупроводната линия с дължина 12,90 m представлява един отрязък с дължина 5/4 λ (за обхвата 10 m, 5/4 λ). коефициент на скъсяване). Вълновото съпротивление на тази линия няма особено значение — то може да бъде между 300 и 400 Ω. Ако този отрязък е направен от лентов кабел с вълново съпротивление 240 Ω, загубите нарастват незначително. Когато например се използува УКВ лентов кабел тип 300А7-1, геометричната дължина на отрязъка с електрическа дължина 5/4 λ се изчислява, както следва:

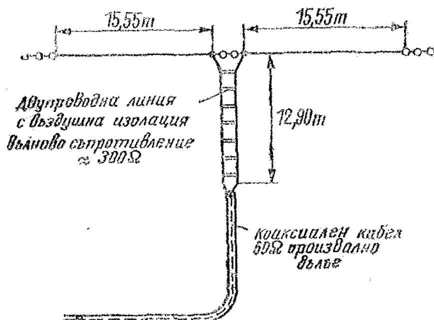
5/4 λ за обхвата 10 m съответствуват на дължина на линията 13,15 m, без да се има пред вид коефициентът на скъсяване. За кабела 300А7-1 коефициентът на скъсяване възлиза на 0,8. Геометричната дължина е равна на

$$13{,}15 \cdot 0{,}8 = 10{,}52\ \text{m}.$$

В 10-m обхват дължината на антената възлиза на 6 . λ/2, следователно в точките на захранване в средата на излъчвателя се намира максимум на напрежението (високоомен импеданс). Двупроводната линия с дължина 5/4 λ (нечетно число пъти по-голяма от λ/4), както е известно, трансформира високоомно съпротивление в нискоомно и обратно. В долния ѝ край, в точката на свързване на произволно дългия коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω, по тази причина има минимум на напрежението (нискоомен импеданс) и съгласуването към захранващия кабел е достатъчно точно.

При работа в обхвата 15 m общата дължина на излъчвателя е повече от 2 λ; съгласуващата линия пресметнато за 15 m е малко по-дълга от 3/4 λ. Въпреки неточното оразмеряване (твърде дълга) и в този обхват може да се разчита на все още приемливо съгласуване.

За обхвата 20 m двете половини на излъчвателя имат обща дължина 1,5 λ, затова точката на захранване в средата им има малко съпротивление. Тъй като допълнително включената съгласуваща линия има дължина, по-голяма



Фиг. 10.20. Всевълнова антена G5RV

от $\lambda/2$, кабелът с вълново съпротивление 60 Ω е съгласуван неправилно. Антената не работи в оптимален режим, защото пулсациите в захранващата линия предизвикват загубно излъчване.

Резонансните отношения в 40-m обхват са много неясни, защото излъчвателят е твърде дълъг, за да бъде полувълнов дипол, и твърде къс, за да се приеме, че е целовълнов дипол. Съгласуващата линия в този случай действува като част от излъчвателя и съответно го удължава. С този „измъкнат на сила" резонанс антената *G5RV* може да бъде спомагателна (временна) антена за обхвата 40 m.

Още по-неблагоприятно е положението при работа в 80-m обхват. В този случай също трябва да се използува съгласуващата линия, за да може цялата система поне до известна степен да се настрои в резонанс. Освен това заради значителното разсъгласуване възникват големи загуби в захранващата линия.

Една такава антена, както всички многообхватни антени, трябва да бъде съгласувана към крайното стъпало на предавателя с помощта на П-филтър. Тогава при добро разположение тя работи задоволително, особено в обхватите 10 m и 15 m.

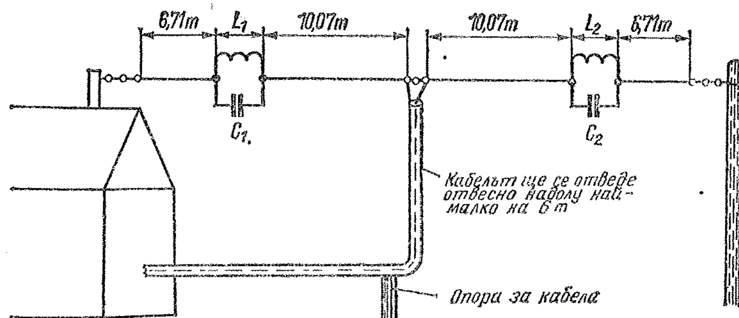
Често добрата работа в обхватите 15 m и 20 m се цени повече от оптималното съгласуване на антената *G5RV* за 10-m обхват. Това важи със сигурност за периодите на минимум на броя на слънчевите петна. Затова *DM2DGO* препоръчва една изменена *G5RV*-антена, която се различава от първоначалната си форма с това, че двупроводната съгласуваща линия е скъсена от 12,90 m (фиг. 10.20) на 9,60 m. Като се има пред вид и коефициентът на скъсяване, тази дължина съответствува на $\lambda/2$ за обхвата 20 m и на $3/4\ \lambda$ за обхвата 15 m. Така чрез отказ от добра ефективност в 10-m обхват антената *G5RV* се съгласува правилно към коаксиалния кабел за работа в обхватите 15 m и 20 m.

10.2.8. Всевълнова антена *W3DZZ*

Конструираната от *W3DZZ* антена за всички обхвати със захранване чрез съгласуван коаксиален кабел заслужава особено внимание. Тя без съмнение трябва да се препоръча на радиолюбителя, който с малко разходи иска да построи една добре работеща всевълнова антена (фиг. 10.21).

Тази антена веднага се познава по режекторните кръгове, които са включени в двата антенни проводника. За нея не е необходимо много място. При работа в обхватите 10, 15 и 20 m тази антена дава забележимо усилване в сравнение с обикновения дипол. Ако се спазят точно размерите, дадени на фиг. 10.21, след построяването ѝ няма да са необходими никакви корекции.

Бобините на двата кръга имат индуктивност 8,3 μH, капацитетът на кондензаторите C_1 и C_2 е 60 pF. При тези стойности резонансната честота на режекторните кръгове L_1—C_1 и L_2—C_2 е 7050 kHz. За бобините L_1 и L_2 могат да се посочат следните ориентировъчни конструктивни данни: диаметър



Фиг. 10.21. Антена *W3DZZ*

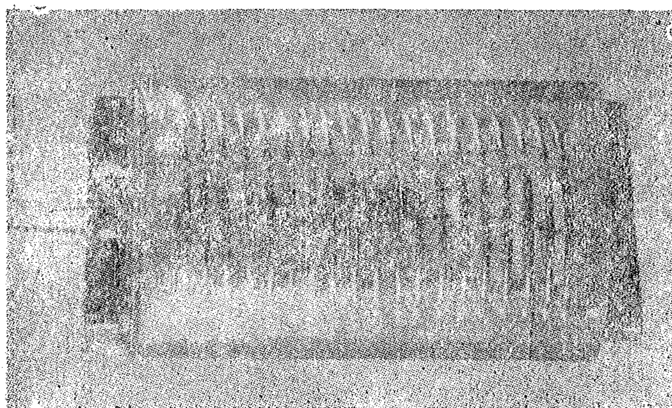
на бобината 50 mm, дължина на бобината 80 mm, брой на намотките — 19. Бобината трябва да се изменя така, че заедно с един постоянен кондензатор от 60 pF да образува кръг с резонансна честота 7050 kHz. Измерването на резонансната честота може да се извършва с еталониран гриддипметър.

Добрата работа на антената *W3DVV* зависи от режекторните кръгове. Изисква се не само голям качествен фактор, но и голяма стабилност на кръговете при изменяне на температурата. Трябва винаги да се има пред вид, че режекторните кръгове са на открито и там са изложени на големи промени на температурата, които повече или помалко влияят на резонансната честота. Така може да се случи антената да „служи" само в определен температурен интервал, а при по-големи изменения на температурата да „отказва". Затова преди окончателното монтиране трябва да се извърши температурна компенсация на кръговете. Това става, като паралелно на бобината, чиято индуктивност, общо взето, нараства малко с увеличаване на температурата, се включи кондензатор с противоположен, т. е. отрицателен температурен коефициент. Често, за да се получи достатъчна температурна компенсация, е необходимо да се използуват комбинации от кондензатори с различни температурни коефициенти. При това обаче трябва да се внимава всеки път резултантният капацитет да бъде 60 pF. Правилността на извършената компенсация се проверява, като кръгът последователно се загрява и охлажда. Всеки път се измерва резонансната честота и се коригира изменението ѝ под влияние на температурната разлика.

Върху режекторните кръгове са приложени високи напрежения. Затова трябва да се препоръча използуването на кондензатори с възможно най-голяма устойчивост на пробив. В този случай не са лукс изпитвателни напрежения от 3 kV. Особено доброкачествена бобина може да се изработи от посребрен меден проводник с дебелина 2 mm. Кондензаторът трябва да се защити от влага, като се помести в тръбичка от полистирол (да се уплътни с лепило за полистирол). Целият режекторен кръг може да се постави в изолационна защитна опаковка. Понякога за това са подходящи разнообразните пластмасови съдове, предлагани на пазара. Една примерна конструкция е показана на фиг. 10.22. Използуван е цилиндър от пиакрил с обща дължина 135 mm и външен диаметър 65 mm. По сведения на *DM2AKN* бобината има 20 навивки от дебел 1,5 mm меден проводник при диаметър на бобината 50 mm. За диелектрик на кондензатора с капацитет 60 pF е избран *Tempa S*.

Резонансните честоти на антената *W3DZZ* са 3,7 MHz, 7,05 MHz, 14,1 MHz, 21,2 MHz и 28,4 MHz. Излъчвателят работи на 80 m като полувълнов дипол. Общата му дължина — 33,56 m— е твърде малка за един полувълнов дипол на 80 m; L_1 и L_2 обаче служат като удължаващи бобини, така че резонансната честота е към 3700 kHz.

В 40-m обхват двата кръга действуват



Фиг. 10.22
Примерна конструкция на режекторния кръг на антена *W3DZZ*, предложена от *DM2AKN*

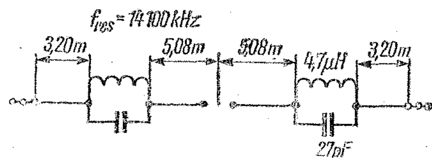
като режекторни кръгове с резонансна честота 7050 kHz. Вследствие на голямото им резонансно съпротивление в този обхват като излъчватели се използуват само двата отрязъка от антенните проводници с дължина 10,07 m. *W3DZZ* работи и в този обхват като полувълнов дипол.

В обхвата 20 m електрическата дължина на излъчвателя възлиза на 1,5 λ, в обхвата 15 m — 2,5 λ, в обхвата 10 m — 3,5 λ. Кондензаторите C_1 и C_2 при честота 14 MHz имат скъсяващо действие, а при 21 MHz и 28 MHz бобините L_1 и L_2 удължават излъчвателя, за да се настрои той в резонанс. Във всички случаи в точката на захранване има максимум на тока, затова захранването може да се направи чрез коаксиален кабел с вълново съпротивление от 60 до 75 Ω. Коефициентът на стоящи вълни не надвишава 2 в нито един обхват.

Антената *W3DZZ* може да се подобри още повече, ако вместо коаксиален кабел се използува екранирана симетрична захранваща линия с вълново съпротивление 120 Ω (напр. тип 120 D 10-2). В този случай симетрията се запазва. Освен това съпротивлението на излъчване на тази антена в обхватите 20 m, 15 m и 10 m е около 120 Ω (вж. фиг. 11.2), така че на DX-обхватите може да се разчита на оптимално съгласуване. Коефициентът на стоящи вълни на другите два обхвата — 40 m и 80 m — запазва приемливи стойности и практически не надхвърля 2.

От фиг. 10.21 следва, че захранващият кабел трябва да бъде отведен вертикално надолу от точката на захранване най-малко на 6 m. Това е едно общо правило, което важи за всички захранващи линии. Захранващата линия може да бъде произволно дълга, защото — най-малкото така се смята — антената е съгласувана практично към нея. Все пак опитите показаха, че оптимални резултати могат да се постигнат, когато електрическата дължина на захранващата линия възлиза на 7 полувълни при честота 28,4 MHz. Тъй като за тази честота една дължина на вълната може да бъде приета равна на 10,6 m, една полувълна е 5,3 m. Седем полувълни следователно са равни на 37,1 m. Остава да се вземе предвид коефициентът на скъсяване на захранващия кабел; общо взето, той възлиза на 0,66. Механичната дължина на захранващата линия е 37,1 m × 0,66 ≈ 24,49 m. Ако тази дължина не е достатъчна, захранващата линия може да бъде удължена, но дължината ѝ винаги трябва да бъде нечетен брой полувълни от 10,6 m (напр. 9, 11, 13 и т. н. полувълни). Тези мерки трябва да попречат на образуването на повърхностни вълни в обвивката на коаксиалния кабел, което е улеснено от несиметричното захранване. Ако, напротив, както е споменато по-горе, захранването се извършва със симетрична линия с вълново съпротивление 120 Ω, не е необходимо да се спазва някаква определена дължина на кабела.

Една друга многообхватна антена, работеща на принципа на *W3DZZ* с обща дължина само 17 m, която може да се използува в обхватите 40 m, 20 m и 10 m е показана на фиг. 10.23. Двата отрязъка на антенния проводник, съседни на точката на захранване, са дълги по 5,08 m. Следват двата режекторни кръга, към които са свързани двата външни клона на дипола, всеки от които е дълъг по 3,20 m. Двата режекторни кръга имат резонансна честота 14,1 MHz. Бобините имат индуктивност 4,7 μH, кондензаторите — капацитет 27 pF. При работа в обхвата 40 m бобините действуват като удължаващи и допринасят за това антената да работи като полувълнов дипол въпреки твърде малката си дължина. Ако излъчвателят се възбуди в обхвата 20 m, тогава действуват настроените в резонанс за честота 14,1 MHz режекторни кръгове; така се изключва влиянието на двете външни части на антената. И в този случай двата вътрешни клона с дължина по 5,08 m са достатъчни, за



Фиг. 10.23. Модифицирана антена *W3DZZ* за три обхвата

да се настрои антената като полувълнов вибратор.

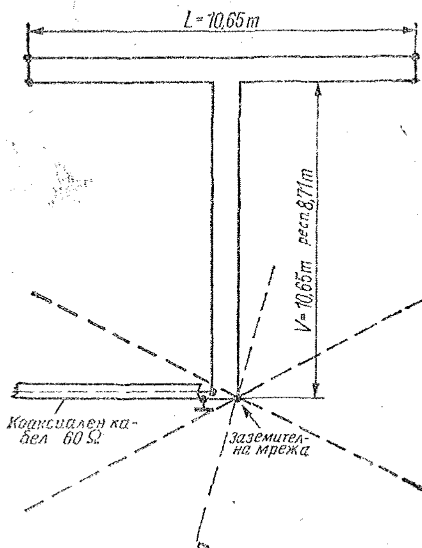
Накрая, на 10-m обхват антената се използува като дипол с електрическа дължина 2 λ, защото бобините на режекторните кръгове отново предизвикват увеличаване на електрическата дължина на антената.

Захранването и построяването се извършват по начин, аналогичен на този, използуван при антената *W3DZZ*. Дадените там упътвания запазват своята валидност.

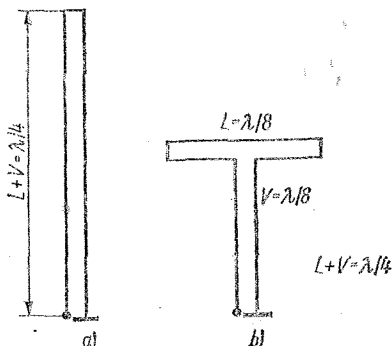
10.3. Малогабаритни диполни конструкции

Желанията на много радиолюбители за ефективно действуваща антенна система често се ограничават от местните условия за монтиране на антената.

Не рядко на покрива на къщата остава само толкова свободно място, колкото е необходимо за монтиране на ефикасна антена за най-високочестотните любителски обхвати. Съобразно своя опит обаче младият радиолюбител започва своята дейност на „игралната поляна" — популярния 80-m обхват. Там не е така лесно да се построи антена, най-вече заради необходимите



Фиг. 10.24. Двуобхватна Т-антена



Фиг. 10.25. Т-антена за обхвата 80 m; *a* — вертикален четвъртвълнов излъчвател, *b* — вертикално скъсяване при запазване на четвъртвълновия резонанс

излъчватели с големи размери. Който обаче се е занимавал с този въпрос, ще намери начин и при трудни условия да конструира една добра антена. Естествено няма патентовано решение на този проблем, защото местните условия са твърде различни едни от други.

Описаните по-долу малогабаритни антенни конструкции за обхватите 80 m и 40 m трябва — доколкото не винаги могат да бъдат повторени без изменения — да дадат полезни сведения и примери на начинаещия радиолюбител.

10.3.1. Двуобхватна Т-антена

Показаната на фиг. 10.24 Т-антена има много компактна, малогабаритна форма. Въпреки това става дума за един пълноценен излъчвател за 80 и 40 m.

При работа на 80-m обхват антената действува като двупроводен излъчвател с вертикална поляризация и ефективна дължина λ/4. Начинът на действие при този режим на експлоатация е пояснен на фиг. 10.25. Начертан е един четвъртвълнов излъчвател, разположен вертикално и представляващ едната половина от шлейф-вибратор (фиг. 10.25*a*). Фиг. 10.25*b* показва същия излъчвател, но с тази разлика, че горната му половина е „сгъната". Така се получава Т-образна антена, при което почти цялата високочестотна енергия се излъчва от вертикалната

част на антената, докато хоризонталният участък приема функциите на върхов удължаващ капацитет. Допълващият антената втори четвъртвълнов отрязък се намира в земята (огледален образ). Затова при този случай на работа състоянието на земната повърхност е от решаващо значение за ефикасното действие на антената. По тази причина трябва да се обърне особено внимание на казаното в раздел 19.1.

При работа в обхвата 40 m вертикалната част на излъчвателя има дължина λ/4. Тя действува като четвъртвълнов трансформатор, който съгласува нискоомния захранващ кабел (коаксиален кабел) към голямото входно съпротивление на хоризонталната част на антената (вж. раздел 6.5.).

Частта от излъчвателя, означена с *L*, има дължина 10,65 m и по конструкцията си съответствува на един шлейфвибратор. Разстоянието между проводниците не е критично и може да бъде избрано така, че и в двете части на антената вълновото съпротивление да бъде между 300 и 500 Ω. Вертикалният отрязък V е дълъг също 10,65 m, стига да е направен от двупроводна линия с въздушна изолация. Може обаче да се използува и някой от продаваните УКВ лентови кабели с вълново съпротивление 300 Ω (напр. 300А7-1). Трябва да се има предвид коефициентът на скъсяване на този кабел, който, общо взето, възлиза на 0,8. Така се получава дължината на *V*, равна само на 8,71 m. Общата височина на антената се намалява почти с 2 m, което би могло да се желае в някои случаи.

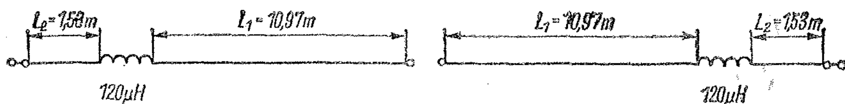
Тъй като при работа на обхвата 80 m антената работи като четвъртвълнов вертикално поляризиран излъчвател, важно е долната част на антената да бъде отведена перпендикулярно към земята. Тази част завършва в непосредствена близост до земната повърхност, така че може да бъде свързана направо към заземителната мрежа. Вторият антенен проводник се свързва към вътрешния проводник на коаксиалния кабел. Самият кабел може да бъде произволно дълъг. Той може да бъде положен и под повърхността на земята. При тази антена не са необходими мерки за гръмозащита, защото тя е заземена направо чрез захранващата си линия.

10.3.2. Скъсени диполи за 80 m и 40 m

Често съществуват затруднения при опъването на проводника на един полувълнов дипол за 80 m в разполагаемото за целта свободно пространство. В такива случаи е възможно дължината на антенния проводник да бъде намалена чрез включването на удължителни бобини.

Колкото по-близко до максимума на тока се премества една бобина, толкова по-силно е нейното скъсяващо действие. Може да се намери една точка по дължината на антенния проводник, в която включената там бобина влияе така, че излъчвателят се настройва в резонанс за две хармонични една на друга честоти. При това допълнително възниква един неприятен ефект — антената става толкова по-теснолентова, колкото повече се скъсява свободната дължина на проводника. Това означава, че една антена за 80 m/40 m покрива изцяло 40 m обхват, защото във всеки случай тя работи с приблизително цялата си дължина; в обхвата 80 m широчината на честотната лента е едва 80 kHz, защото излъчвателят е скъсен твърде силно.

Всяка антена, чиято геометрична дължина е намалена чрез използването на удължителни бобини, има три променливи величини: дължина на излъчвателя, положение на удължителната бобина и индуктивност на удължителната бобина. Опитно е доказано, че бобини с индуктивност 120 μH са особено подходящи за дипол, който трябва да бъде настроен в резонанс както за 40 m, така и за 80 m и освен това трябва да бъде съответно скъсен. На фиг. 10.26 е показан един дипол, който може да се използува само за телеграфия в 80-m обхват, докато в 40-m обхват той има пълна честотна лента. Общата дължина на опънатия антенен проводник на тази двуобхватна антена е 26 m. Тъй като излъчвателят е полувълнов дипол, съпротивлението в точките на захранване е около 60 Ω. Индуктивността на двете удължителни бобини е 120 μH. Тази стойност на индуктивността може да се получи, ако се навият плътно една до друга 200 навивки от меден проводник с лакова изолация. Диаметърът на пластмасовата



Фиг. 10.26. Скъсен дипол за обхватите 80 m/40 m

тръба, върху която се навива бобината, трябва да бъде 26 mm, а дебелината на проводника — 1 mm. Подходяща за тази цел е водопроводна тръба от PVC, размер 3/4 цола. Повърхността на намотката трябва да се защити от външни атмосферни влияния, като се използва качествен изолационен лак.

Ако резонансът в 80-m обхват трябва да се измести във високочестотния край на обхвата, може да се скъсят дължините L_2 (напр. да станат равни на 1,25 m).

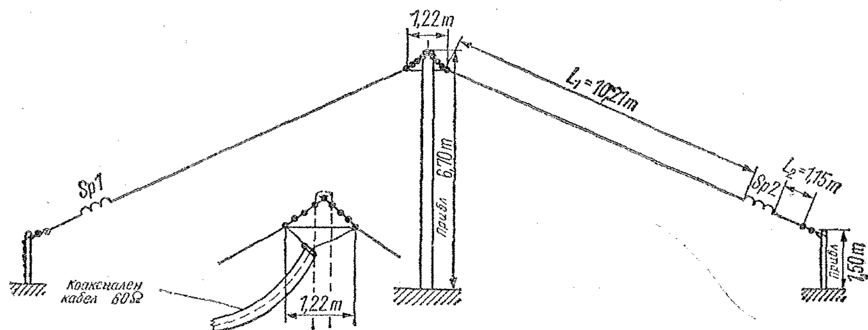
На фиг. 10.27 е показана една аналогична антена, но тя представлява наклонен скъсен дипол. За нея е необходима само една централна мачта, дълга около 7 m, и две стабилизиращи опорни греди с височина 1,50 m. Прави впечатление, че диполът не е прекъснат в средата. В този случай коаксиалният кабел се свързва към антената чрез делта-съгласуване (вж. раздел 6.1.).

Резонансът на тази антена е в частта на 80-m обхват, използвана за телефония (около 3700 kHz). Данните за двете удължителни бобини са същите, както за антената, показана на фиг. 10.26. Тази антена има малка височина на монтиране и затова нейната работа зависи силно от състоянието на земната повърхност. Винаги е необходимо резонансоата честота да се проверява с гриддипметър. И двете описани по-горе антени трябва да бъдат съгласувани към крайното стъпало на предавателя чрез несиметричен Колинс-филтър (вж. раздел 8.1.1.).

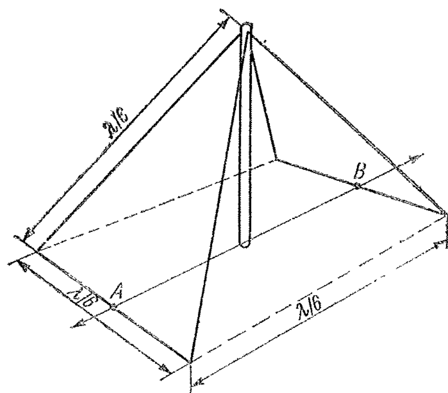
Централната мачта може да бъде използвана пълноценно и освен това да бъде укрепена допълнително, ако перпендикулярно на основния излъчвател за 80 m/40 m се включи още един наклонен дипол за обхвата 20 m. Такова включване е най-подходящо единствено от механични съображения — двете антени могат да бъдат разположени и под остър ъгъл една спрямо друга. Дължината на едното рамо на антената за 20 m е 5,04 m; при нужда може да бъдат поставени и диполи за обхватите 15 m и 10 m. Централната мачта би могла да носи и един вертикален излъчвател, което действително би било удобно за високочестотните любителски обхвати.

10.3.3. Проводникова пирамида

В годините, в които броят на слънчевите петна е минимален, 80-m обхват става много популярен, защото тогава обхватите 10 и 15 m не могат или



Фиг. 10.27. Наклонен скъсен дипол за обхватите 80 m и 40 m



Фиг. 10.28. Схема на проводниковата пирамида

само рядко могат да се използуват. Точно по време на минимум на слънчевите петна специалистите по DX-връзки имат някои добри възможности. За да могат да ги използуват, те трябва да разполагат с добра антена.

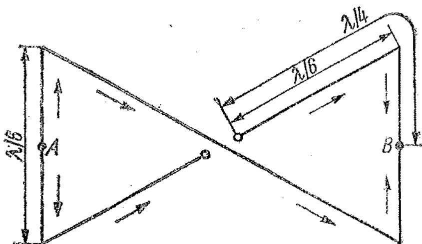
За съжаление един качествен излъчвател за 80 m изисква много място и високи точки на окачване. Минимално изискване би било да се използува полувълнов излъчвател с дължина на опънатия проводник поне 40 m, който би трябвало да виси най-малко на 20 m над земята. Даже и тогава не може във всички случай да се разчита на най-благоприятни условия за излъчване, защото близко разположени препятствия (особено хоризонтални проводници, олуци, метални конструкции и пр.) могат да повлияят на работата на излъчвателя. В такива случаи възникват неконтролируеми поглъщания и отражения; ефективната електрическа височина на антената става много по-малка от геометричната височина. Един такъв полувълнов дипол вече в никакъв случай няма теоретичното входно съпротивление (от 60 до 70 Ω), а едно значително по-малко съпротивление. Затова при радиолюбителите твърде рядко могат да се намерят 80-m излъчватели с добри характеристики на излъчване.

Често любителите съзнателно се задоволяват със скъсени спомагателни антени и полагат усилия да компенсират загубите при излъчването на енергия чрез увеличаване на мощността на предавателя.

Досега е малко известна една антенна конструкция, която може да се нарече проводникова пирамида (фиг. 10.28). За нея е достатъчно монтажна площ около 14×14 m и е необходима само една висока около 13 m мачта. Въпреки това става дума за една пълноценна антена с добри излъчвателни свойства и особена пригодност за работа на 80 m.

Общата дължина на проводника на пирамидата е 1 λ. Антенните проводници едновременно служат и като обтяжки на централната мачта. Разположението на проводника на антената и точките на захранване са показани отделно на фиг. 10.29. От фигурата се вижда, че се образуват два равностранни триъгълника с дължина на страната λ/6. Чрез начина на захранване се определя посоката на токовете в съседните на точката на захранване 4 наклонени части на проводника. Токовете протичат синфазно (вж. стрелките за тока). Разпределението на тока в двата хоризонтални и съседни на земната повърхност отрязъка с дължина λ/6 е противофазно, като освен това в средата им (точките *A* и *B*) съществува максимум на напрежението. Оттук може да се направи изводът, че хоризонталните проводници взимат незначително участие в процеса на излъчване.

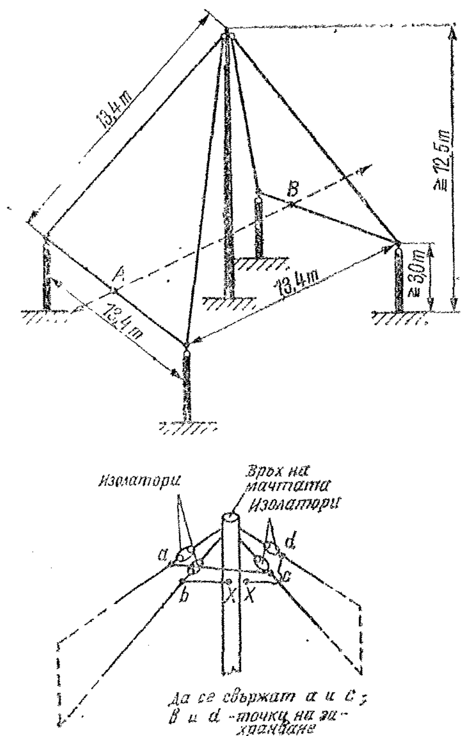
Диаграмата на насочено действие има двустранно изразени максимуми в направлението *A—B*; минимумът на диаграмата на излъчване е в посоки, перпендикулярни на това направление. Максимумите и минимумите не са силно изразени и може да се каже, че антената излъчва добре във всички посоки. Диаграмата на насочено дей-



Фиг. 10.29. Разположение на проводниците и посока на тока в проводниковата пирамида

ствие и входното съпротивление на антената зависят от ъгъла на наклона на проводниците, от височината на монтирането и от състоянието на земната повърхност. Съпротивлението в точката на захранване е между 60 и 100 Ω. Затова е възможно захранването да стане направо чрез коаксиален кабел с произволна дължина.

Коефициентът на полезно действие на антената нараства с увеличаване на височината на монтиране. Минимално изискване е дължината на централната мачта да бъде 13 m и височината на хоризонталните части на проводниците над земната повърхност да бъде поне 3 m. Пирамидата има доста остра резонансна крива (тя е теснолентова). Тъй като освен това за захранване се използува съгласувана линия,



Фиг. 10.30. Конструкция и размери на една проводникова пирамида с резонансна честота 3700 kHz

антената не винаги може да се настрои в резонанс с елементите за настройка на схемата за връзка. Ако спадането на мощността в края на обхвата стане твърде голямо, може да се използува една сравнително проста възможност за изменяне на резонанса в съответствие с изискванията. За целта резонансът на антената се подбира близо до високочестотния край на обхвата (напр. 3750 kHz) и при нужда резонансната честота се намалява чрез свързване на по един проводник към точките *A* и *B* (средните точки на хоризонталните отрязъци). Като грубо правило важи, че всяко удължаване с 45 cm намалява резонансната честота с 50 kHz. Общо взето, е достатъчно антената да се оразмери за резонансна честота 3700 kHz.

Така може да се работи добре в обхвата за телефония от 3600 до 3800 kHz. За работа на телеграфия антената се пренастройва на честота 3750 kHz. Това става, като към точките A и B с крокодилче се свързва парче от проводник с дължина 135 cm. Който държи на добрия външен вид и на стабилност та на антената, може да прекара между централната мачта и точките *A* и *B* постоянни проводници, които са прекъснати чрез изолатор на всеки 45 или 90 cm. Чрез шунтиране на изолаторите резонансната честота на антената може да се изменя през интервал от 50 kHz, съответно — 100 kHz.

Привържениците на автоматизацията могат да извършват превключването от помещението на радиостанцията, като използуват релета. Тъй като точките *A* и *B* се намират при максимум на напрежението, трябва да се използуват висококачествени изолатори. Резонансната честота се измерва с гриддипметър в края на захранващия кабел откъм предавателя, като се използува бобина за връзка. Нанесените на фиг. 10.30 размери са изчислени предварително за резонансна честота 3700 kHz. За да се подобри устойчивостта на антената, трябва четирите външни опорни стълба да се издигнат в посоката на опъване на проводника. За коаксиалния кабел се препоръчва дължина λ/2. Геометричната дължина за кабел с коефициент на скъсяване 0,66 (напр. тип 60-7-2) възлиза на 26,75 m.

Симетриране не е безусловно необходимо. Наличната централна мачта

може да се използува и за други антенни системи.

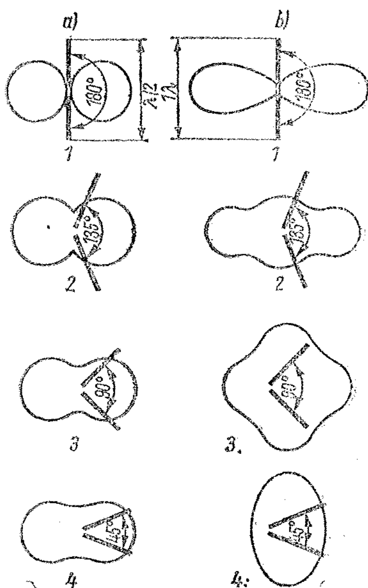
По отношение на добрите качества на проводниковата пирамида може да се изтъкне и това, че поради наклона на проводниците на излъчвателя връзката със съседните хоризонтални мрежови и съобщителни свободни висящи проводници е значително по-малка, отколкото при хоризонтално монтиран излъчвател. Така чувствително се намалява влиянието на заобикалящата среда.

10.4. Ъглови диполи с кръгова диаграма на излъчване

В много случаи, например в 80-метровия обхват и при станциите за жична радиофикация, се предпочитат антени с кръгова диаграма на излъчване в хоризонталната равнина. Кръгова диаграма в хоризонталната равнина имат вертикално поставените диполи. За съжаление вертикални диполи за „дълговълновите" любителски обхвати едва ли могат да се реализират, защото една такава антена за 80 m би изисквала минимална височина на монтиране от 40 m. Даже един четвъртвълнов излъчвател, разположен над земята, като граундплейна или Marcony-антената, би бил висок най-малко 20 m.

По-малко разходи са необходими за хоризонтално опънати проводникови антени, които могат да получат приблизително кръгова диаграма на излъчване в Е-равнината, като им се придаде подходяща форма. Както следва от фиг. 10.31, диаграмата на излъчване на хоризонтални диполи се променя, когато те се огънат. Диаграмата на насочено действие на опънатия дипол, която има форма на осморка с ясно изразен минимум на излъчване (фиг. 10.31*a*1 и 10.31*b*1), се изменя при огъване на дипола и има повече или помалко изразена кръгова форма (фиг. 10.31 от *a*2 до *a*4 и *b*). При оценката на тези диаграми е възможно да се направят изводи за конструиране на ъглови диполи, с които се удовлетворяват най-различни изисквания.

Един малък недостатък на тези ъглови диполи е този, че при никакъв ъгъл на огъване не може да се получи чисто кръгова диаграма. В практиката на радиолюбителите-късовълновици най-



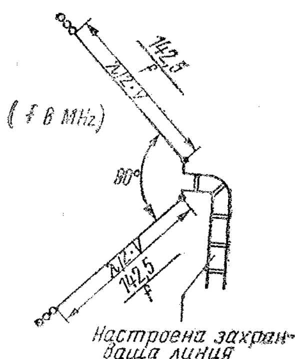
Фиг. 10.31. Диаграми на излъчване на хоризонтални ъглови диполи в *E*-равнината; *a* — полувълнови диполи,
1) прав полувълнов дипол, 2) полувълнов дипол, огънат в средата на 135°, 3) полувълнов дипол, огънат на 90°, 4) полувълнов дипол, огънат на 45°
b — целовълнови диполи
1) прав целовълнов дипол, 2) целовълнов дипол, огънат на 135°, 3) целовълнов дипол, огънат в средата на 90°, 4) целовълнов дипол, огънат на 45°

често се смята за задоволително това, диаграмата на насочено действие на антената да няма изразени минимуми.

10.4.1. Целовълнов ъглов дипол

Простата хоризонтална проводникова антена с ъгъл на огъване 90° (вж. фиг. 10.31*b*3) може да бъде наречена целовълнов ъглов дипол. Тя излъчва почти равномерно във всички посоки на хоризонталната равнина и освен това има предимството, че може да се използува като всевълнова антена.

На фиг. 10.32 е показан целовълнов ъглов дипол с ъгъл на огъване 90°. Този излъчвател досега не е намерил признание в любителските кръгове, макар че той е от съвсем „добър проиход". Той спада към семейството



Фиг. 10.32. Целовълнов дипол с кръгова диаграма на излъчване

на използуваните като предавателни антени в УКВ- и телевизионните обхвати *U*-антени, квадратни излъчватели и техните по-съвременни разработки.

Всяко рамо на излъчвателя има дължина $V.\lambda/2$ (V — коефициент на скъсяване). Пресметнатите дължини могат да се вземат и от таблица 34.5, дадена в приложението.

Ако един 90°-целовълнов ъглов дипол се оразмери за 40-m обхват, той е едновременно и полувълнов ъглов дипол за обхвата 80 m. За този случай на експлоатация важи диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина от фиг. 10.31*а*3. Тя няма съвършено равномерно излъчване във всички посоки, но няма и изразените минимуми, които има диаграмата на един прав дипол. Този излъчвател може да се използува едновременно и за DX-обхватите 20, 15 и 10 m. В тези високочестотни обхвати антената работи като V-излъчвател с ясно изразено насочено действие. Главното излъчване става в две посоки по направлението на ъглополовящата.

Работата във всички обхвати изисква възбуждането да става чрез настроена захранваща линия. Само при работа изключително на един обхват е целесъобразно да се направи съгласуване към каква да е ненастроена захранваща линия, като се използува затворен на края четвъртвълнов съгласуван шлейф.

Могат да се назоват още няколко диполи с кръгова диаграма на излъчване в хоризонталната равнина (кръстосани вибратори, четириъгълна рамкова антена и пр.), които обаче са твърде неугледни за оразмеряване в късовълновия обхват. Те са описани в раздела за УКВ антени.

11. Антени „дълга жица“ (long wire)

При установяване на радиолюбителски връзки в късовълновия обхват като предавателна антена често се използува един дълъг проводник. Изразът *„дълга жица“* подсказва, че дължината на проводника на излъчвателя е по-голяма от една дължина на работната вълна. Това означава, че антената се възбужда с висши хармонични на работната вълна. В зависимост от начина на захранване и останалите конструктивни особености антените от този тип носят имената Фукс-антена, V-антена, ромбична антена и т. н. Всички антени тип „дълга жица“ се подчиняват на едни и същи общи закономерности, които ще бъдат разгледани по-долу.

Построяването на една антена „дълга жица“ е просто и евтино. Тази антена изисква единствено много място, защото колкото по-дълга е тя, толкова по-големи са степента на насоченост и усилването. Терминът „дълъг“ винаги се отнася към работната дължина на вълната.

При съответно оразмеряване и захранване антената „дълга жица“ може да се използува като всевълнова антена за любителските късовълнови обхвати. Дължината на проводника на такава антена се получава от съотношението

$$l=\frac{150.(n-0{,}05)}{f}, \qquad (11.1)$$

където l е търсената дължина в m, n — брой на полувълните, разположени по дължината на антената, f — резонансната честота в MHz.

С нарастване на дължината на антената посоката на главния лъч все повече и повече се доближава до направлението на проводника. Едновременно с това се получава една все по-силна концентрация на излъчването в главните направления, при което при увеличаване на дължината на антената се образуват и все по-голям брой странични листове. На фиг. 11.1 са показани диаграмите на излъчване в хоризонталната равнина на антени „дълга жица“ с различни дължини.

Прави впечатление, че с увеличаване на дължината на излъчвателя се появяват странични листове в диаграмата на излъчване. Това не представлява някакъв недостатък, защото така „дългата жица“ получава една повече или по-малко добра кръгова диаграма на насочено действие и в направлението на страничните листове могат да се получат почти същите резултати, както с един полувълнов дипол. В направленията на главните лъчове освен това се постига значително усилване, което нараства с увеличаване на дължината на излъчвателя. Друго предимство е това, че тази антена има малък ъгъл на възвишение в H-равнината, нещо, което е особено желателно при покриване на големи разстояния.

От фиг. 11.2 може да се разбере на какво теоретично усилване на антената в dB може да се разчита при различната дължина на антената (крива I) и на какъв ъгъл спрямо надлъжната ос на излъчвателя се намират главните листове с максимално излъчване (крива III). Кривата II представлява изменението на съпротивлението на излъчване на антена тип „дълга жица“ в зависимост от дължината на антената.

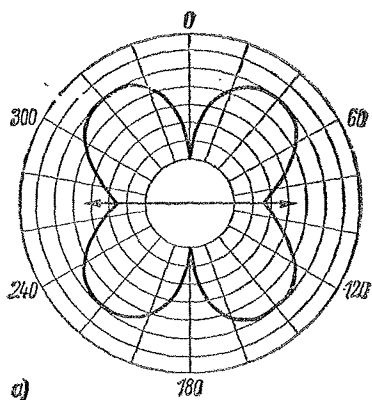
Пример

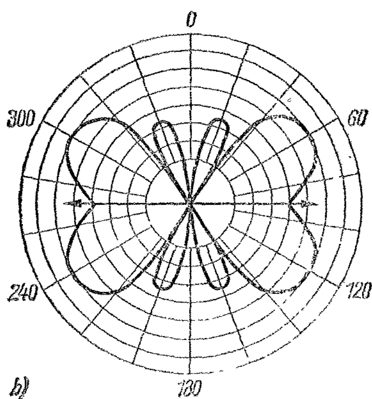
Трябва да се построи антена „дълга жица“ за работа на любителския обхват 20 m. Условията на местността позволяват използуването на проводник с дължина до 85 m в направление изток—запад.

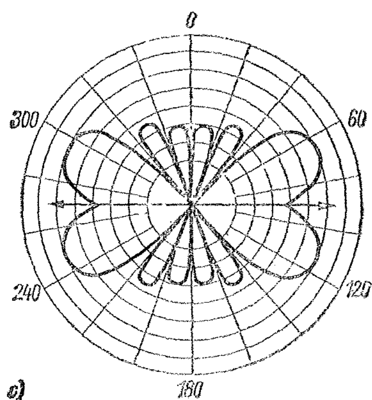
Трябва да се установи:

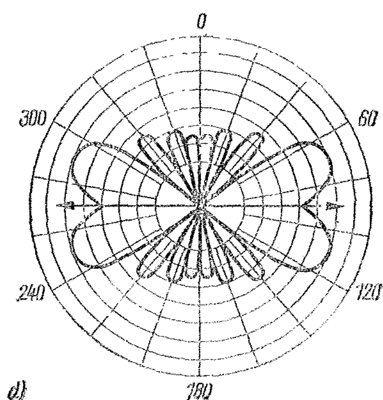
a — точната дължина на проводника за антена с дължина 4 λ;

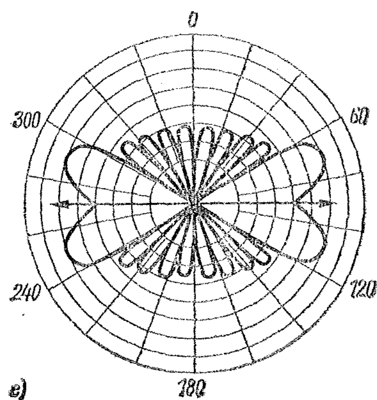
b — очакваното усилване на антената



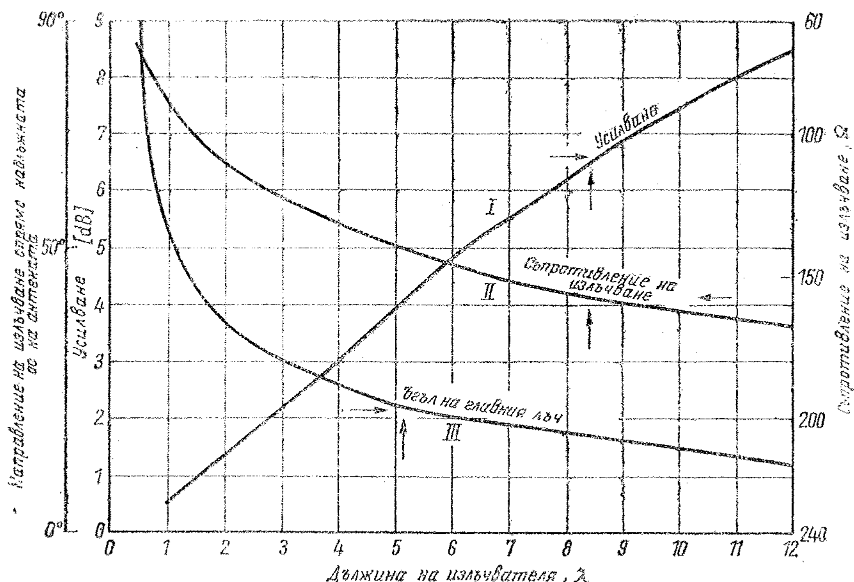








Фиг. 11.1. Диаграми на излъчване в хоризонталната равнина на антени „дълга жица" с различна дължина: *a* — дължина на излъчвателя 1 λ, *b* — дължина на излъчвателя 2 λ, *c* — дължина на излъчвателя 3 λ, *d* — дължина на излъчвателя 4 λ, *e* — дължина на излъчвателя 5 λ



Фиг. 11.2 Усилване, съпротивление на излъчване и направление на главния лъч на диаграмата на насочено действие на антена тип „дълга жица" в зависимост от дължината на излъчвателя
Крива I
Теоретично усилване на антената в зависимост от дължината на излъчвателя, изразена в λ;
Крива II
Съпротивление на излъчване при максимум на тока в зависимост от дължината на излъчвателя, изразена в λ;
Крива III
Ъгъл между направлението на главния лъч на диаграмата на насочено действие и надлъжната ос на антената в зависимост от дължината на излъчвателя, изразена в λ

в посоката на максимално излъчване;

c — съпротивлението на излъчване и посоките на максимално излъчване.

Дължината на проводника се пресмята по (11.1). Върху една антена с дължина 4 λ се разполагат 8 полувълни, затова $n=8$. Средната честота на 20-метровия обхват се приема равна на 14,1 MHz.

$$l=\frac{150.(8-0,05)}{14,1}\approx 84,57 \text{ m}.$$

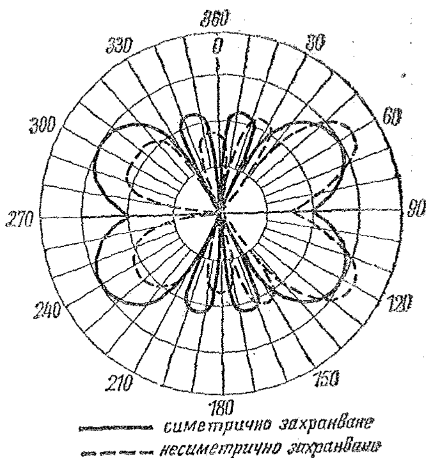
Дължината на проводника възлиза на 84,57 m. От фиг. 11.2 се вижда, че при дължина на антената 4 λ (пресечната точка с крива I) може да се очаква усилване около 3 dB в посоките на главното излъчване.

Съпротивлението на излъчване се намира от крива II и е равно на 130 Ω. Това е едновременно и входно съпротивление на антената, ако захранването се подава в точки, в които има максимум на ток.

Направлението на главния лъч сключва с надлъжната ос на антената ъгъл 26° (определя се от крива III). При опъване на проводника в посока изток—запад, съответстваща на 270°, съгласно фиг. 11.1 посоките на главното излъчване са

$$270°+26°=296°,$$
$$270°-26°=244°,$$
$$90°+26°=116°,$$
$$90°-26°=64°.$$

Върху една карта на света с правилна ъглова проекция могат да бъдат определени тези части от земната повърхност, които най-вероятно ще бъдат достигнати от сигнала, излъчен от тази антена.



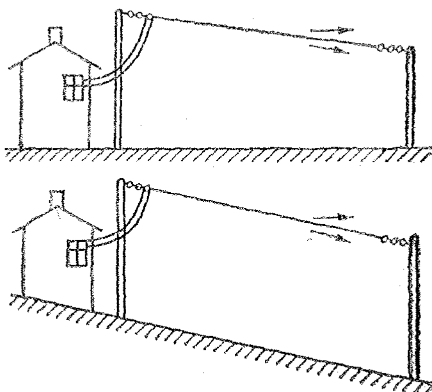
Фиг. 11.3. Диаграма на насочено действие в хоризонталната равнина на антена тип „дълга жица“ с дължина 2 λ при симетрично и несиметрично захранване

Представените на фиг. 11.1 диаграми на насочено действие са идеализирани и подлежат на по-големи или по-малки промени. Забележими деформации на диаграмата на насочено действие се появяват винаги когато излъчвателят се захранва в единия си край, т. е. несиметрично. Като пример на фиг. 11.3 е показана диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина на една „дълга жица“ с дължина 2 λ при симетрично и несиметрично захранване. Вижда се, че при несиметрично захранване в края на антената (диаграмата, начертана с прекъсната линия) диаграмата на насочено действие е също несиметрична. Максимумите на излъчването се преместват в посока към отворения край на проводника, докато в посока на точката на захранване се забелязва едно намаляване на листовете на главния лъч. Тези явления се появяват при всички несиметрично захранвани антени. Следователно една дълга жица има максимално излъчване в посока на свободния край на антената.

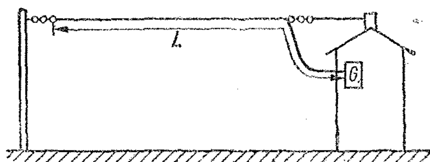
Друго изменение на насоченото действие на антената се получава, ако проводникът се опъне под известен наклон над земята или антената се опъне над някой склон (фиг. 11.4). Това оказва влияние на ъгъла на възвишение на излъчването в Н-равнината.

Ако антената се наклони напред в посока на отворения край или пък надморската височина на местността спада в същото направление (фиг. 11.4), такива излъчватели могат да донесат изненадващо добри DX-успехи в късовълновите любителски обхвати, разбира се, в главните направления, посочени със стрелки.

Вертикалният ъгъл на възвишение на антената има особено голямо значение при покриване на големи разстояния. От него зависи „дължината на скока“ при отражение от йоносферата (вж. раздел 2.). Вече беше споменато, че за DX-връзки особено благоприятно е „ниско“ излъчване, т. е. малък вертикален ъгъл на възвишение на диаграмата на излъчване в Н-равнината. Антените „дълга жица“ излъчват под малък ъгъл спрямо хоризонта, особено когато са монтирани на голяма височина. Например при височина 2 λ над земята се получава най-малък ъгъл на възвишение на излъчването, равен на 10°. Ако „дългата жица“ се намира само на 0,5 λ над земята, може да се разчита на ъгъл на възвишение от около 35°. При по-малки височини на монтиране чрез накланяне на излъчвателя, както беше описано по-горе, може да се постигне намаляване на ъгъла на възвишение във вертикалната равнина и с това — по-добри DX-резултати в късовълновите любителски обхвати.



Фиг. 11.4. Наклонен излъчвател и антена тип „дълга жица“, опъната над наклонена местност



Фиг. 11.5. L-антена

11.1. L-антената като антена за всички обхвати

L-антената може да бъде наречена най-примитивна късовълнова антена. Нейният външен вид не се различава от обикновените средновълнови радиоприемни антени (фиг. 11.5).

Общата *дължина на проводника L*, измерена до антенния куплунг на включения към нея апарат, възлиза наймалко на λ/2, умножена по коефициента на скъсяване.

L-антената може да се използува като антена за всички обхвати, ако се оразмери като полувълнов излъчвател за обхвата 80 m. Тогава в обхвата 40 m тя работи като целовълнов излъчвател, в обхвата 20 m — като излъчвател с дължина 2 λ, в обхвата 15 m — като излъчвател с дължина 3 λ и в обхвата 10 m — като антена с дължина 4 λ.

За съжаление това изчисление не е съвсем точно. Ако дължината на един полувълнов излъчвател се пресметне съгласно (11.1) за f_{res}=3500 kHz, механичната дължина възлиза на 40,71 m. За хармоничната честота 7,0 MHz, за която същият проводник представлява целовълнова антена, от уравнение (11.1) обаче се получава механична дължина 41,78 m. Следователно целовълновият излъчвател би бил по-къс с повече от 1 m. Тези разлики се появяват не само при L-антената, но и при всички антени, които се захранват с хармонична на основната честота. Причината за това е различният коефициент на скъсяване.

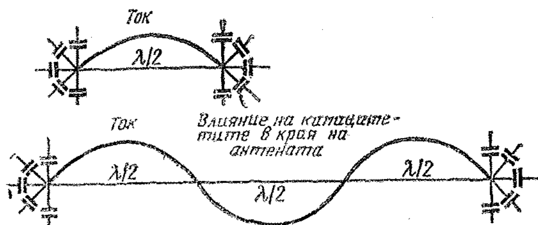
Коефициентът на скъсяване на една антена се определя до голяма степен от влиянието на капацитетите в краищата на излъчвателя. При един проводник, възбуждан с висши хармонични, който е дълъг няколко полувълни, скъсяващото влияние на капацитетите съществува само в двата края на проводника, докато намиращите се между тях полувълнови отрязъци остават незасегнати (фиг. 11.6). Влиянието на капацитетите в края на антената трябва да бъде компенсирано със скъсяване на излъчвателя, защото те действуват удължаващо. От фиг. 11.6 следва, че *един излъчвател с дължина, равна на* няколко полувълни, е изложен на влиянието на капацитетите само в краищата си и затова не трябва да бъде скъсяван толкова много, колкото един полувълнов дипол.

От следващата съпоставка се вижда, че един полувълнов излъчвател, оразмерен правилно за честота 3500 kHz, винаги ще бъде по-къс, отколкото трябва, при работа в любителските обхвати, чиито честоти са висши хармонични на горната честота.

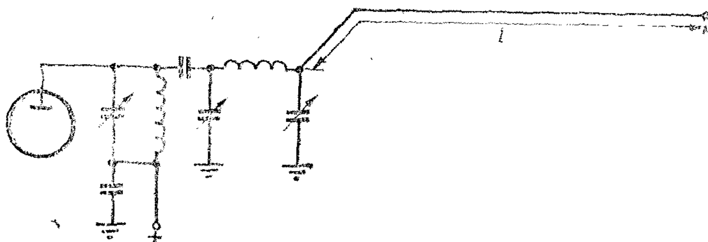
Резонасна честота	Дължина на излъчвателя
3500 kHz=0,5 λ	40,71 m
7000 kHz=1,0 λ	41,78 m
14000 kHz=2,0 λ	42,32 m
21000 kHz=3,0 λ	42,50 m
28000 kHz=4,0 λ	42,60 m

Оттук следва, че резонансът на една антена, възбудена с висши хармонични, не винаги е точно хармонична на основната вълна.

На практика дължината на излъчвателя *L*, равна на 42,2 m, представлява един приемлив компромис. В такъв случай резонансът на антената попада



Фиг. 11.6
Влияние на капацитетите в края на антената върху коефициента на скъсяване на излъчвателя



Фиг. 11.7. Свързване на L-антена към крайното стъпало на предавателя

в DX-обхватите (14 040, 21 140 и 28 230 kHz), докато дължината на излъчвателя е твърде голяма за обхватите 40 m и 80 m.

Тъй като L-антената излъчва с цялата си дължина (тя няма захранваща линия), съществува много голяма опасност да предизвиква радиосмущения. За това не може да се препоръчва използването ѝ в гъсто населените жилищни райони. Нищо обаче не може да се възрази срещу използуването и като приемна антена за къси вълни.

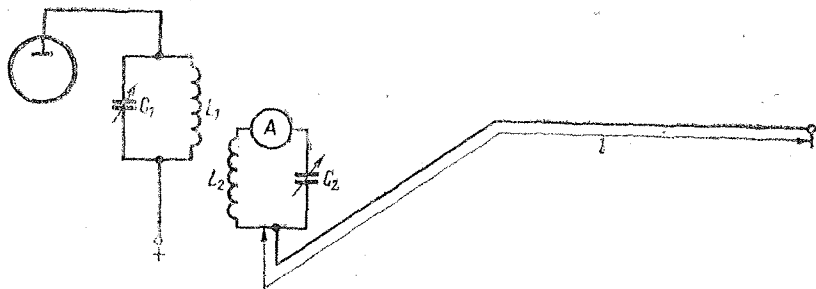
L-антената винаги се свързва към крайното стъпало на предавателя чрез несиметричен Колинс-филтър (фиг. 11.7), за да се подтисне излъчването на висши хармонични на основната честота и едновременно да се извърши настройка в резонанс за всички любителски обхвати. За оразмеряването на такъв нископропускащ филтър може да се направи справка в раздел 8.1.1.1.

L-антената с Колинс-филтър е популярна като универсална антена. Тя може да даде добри резултати, ако поне 80% от общата дължина на проводника е окачена на възможно най-голяма височина.

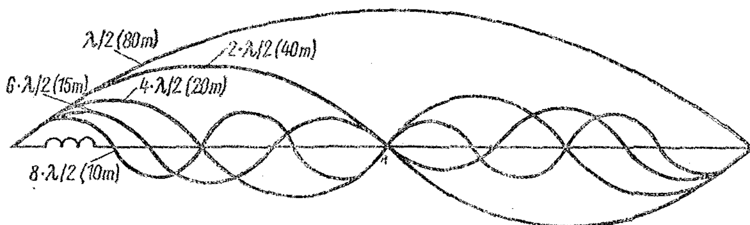
11.2. Антена на *Фукс*

Австрийският радиолюбител *Фукс* популяризира наречената на негово име антена още когато любителското радио правеше първите си стъпки. Дълго време тя беше една от най-популярните късовълнови предавателни антени, но днес почти няма значение. Тя представлява една нормална L-антена, която се отличава единствено по особения начин на свързване към анодния кръг на крайното стъпало.

Както показва фиг. 11.8, антената на Фукс работи с междинен кръг, който е свързан индуктивно към „студения край" на бобината в анодния кръг. Желателно е междинният кръг да има голямо отношение L/C (голям качествен фактор). Данните за кръга могат да се вземат от таблица 10.2. Даже при малки мощности на предавателя в този кръг протичат големи токове. За да се запазят малки загубите, бобината трябва да бъде изработена от възможно най-дебел проводник или от тръба. Амперметърът A е електроизмерителен уред от топлинната система или някакъв друг подходящ



Фиг. 11.8. Антена на Фукс



Фиг. 11.9. Разпределение на тока при един всевълнов излъчвател

измерителен уред, годен да измерва високочестотни токове. При липса на друга възможност като индикатор на ток може да се използува малка глимлампа със съответно оразмерен шунт.

Резонансната честота на междинния кръг L_2C_2 съответствува на желаната работна честота, а дължината на излъчвателя l трябва да се пресметне по (11.1). От това следва, че също и антената на Фукс може да се възбуди с висши хармонични и да се използува ограничено като многообхватна антена. В този случай междинният кръг трябва да се пренастройва за всяка работна честота.

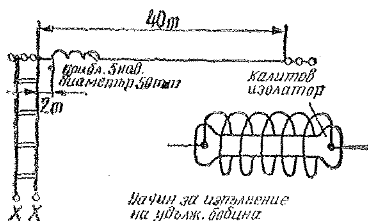
Директно захранваните антени (L-антената и антаната на *Фукс*) излъчват с цялата си дължина. Тъй като захранващата линия излъчва силно, появяват се загуби от поглъщане, предизвикани от намиращите се близо до антената свободно висящи проводници, части на сградата, метални конструкции и т. н. Освен загуби при излъчването високата честота предизвиква повече или по-малко смущения в съседните радио- и телевизионни приемници.

11.3. Многообхватна антена DL7AB

Една „дълга жица" може да се настрои в резонанс за всички любителски обхвати по един сравнително прост начин, предложен от *DL7AB*. При конструирането на тази антена е следван такъв ред на мисли: Една бобина, включена в излъчвателя, увеличава електрическата му дължина. Удължаващото влияние е най-голямо, ако бобината е разположена в максимум на тока; това влияние намалява, колкото повече бобината се доближава до възел на тока. На фиг. 11.9 е показано как се разпределят максимумите на тока върху един излъчвател, който за 80 m има дължина λ/2 и се използува като антена за всички обхвати.

Ако на приблизително 2,5 m от края на излъчвателя се включи удължаваща бобина, при работа на 10 m тази бобина е точно в първия максимум на тока; следователно удължаващото действие е най-силно. При работа на вълна 15 m бобината все още е близко до максимума на тока, така че нейното влияние е малко отслабено. Колкото по-голяма става дължината на вълната, толкова повече бобината се доближава до минимум на тока; едновременно с това се намалява и нейното действие като удължител на електрическата дължина на антената. Ако за всевълновата антена, предложена от *DL7AB*, се приеме дължина на излъчвателя 40 m, нейната дължина ще бъде малко по-малка, отколкото е необходимо за един полувълнов излъчвател за обхвата 80 m. Въпреки че удължителната бобина се намира почти във възел на тока, нейното влияние все пак е достатъчно, за да се настрои излъчвателят в резонанс за вълна 80 m. За работа в обхвата 40 m излъчвателят би бил вече почти 1,7 m по-къс от необходимото, но удължителната бобина вече е разположена малко по-близо до максимума на ток и компенсира скъсяването. При работа на вълна 20 m не достигат вече 2,3 m, на 15 m — 2,5 m и на 10 m — 2,6 m от дължината на излъчвателя. С нарастване на честотата обаче удължителната бобина се премества все по-близо до максимума на тока и всеки път нейното действие допринася за настройката на антената в резонанс. Чрез различното удължаващо действие се постига това, излъчвателят да има необходимата електрическа дължина за всеки любителски обхват.

Не могат да бъдат установени точни



Фиг. 11.10. Всевълнова антена *DL7AB*, захранвана в края

данни за местоположението и големината на удължителната бобина, защото всяка антена е подложена на различни външни влияния в зависимост от състоянието на земната повърхност, височината на антената, заобикалящата среда и начина на захранване. Като ориентировъчни стойности могат да се използуват дадените на фиг. 11.10.

Естествено всяка друга „дълга жица", използувана като антена за всички обхвати, може да бъде настроена в резонанс за всеки от обхватите по метода на *DL7AB*. Като пример на фиг. 11.11 е показана симетрично захранвана всевълнова антена, която при работа на вълна 80 m представлява целовълнов дипол.

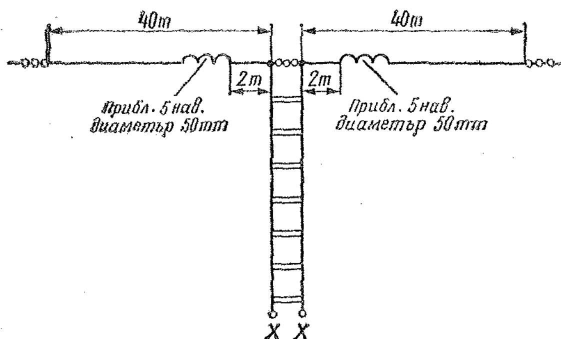
Предимството на метода на *DL7AB* се състои в това, че при експлоатация на антената за повече от един обхват в точките на захранване не съществуват реактивни компоненти на входното съпротивление. Затова би могло, въпреки че тези антени са многообхватни, да се използуват съгласувани захранващи линии. Тъй като обаче антената *DL7AB* винаги се захранва при максимум на напрежението (голямо съпротивление), едва ли може да се избегне съгласуването към захраващата линия. Интересни перспективи биха се разкрили, ако се отдаде разработването на многодиапазонна *Уиндом-антена* с удължителна бобина. Антената, предложена от *DL7AB*, досега не е получила особено значение като любителска антена, обаче нейната основна идея се среща отново при съвременните видове многообхватни въртящи се насочени излъчватели.

11.4. V-антена

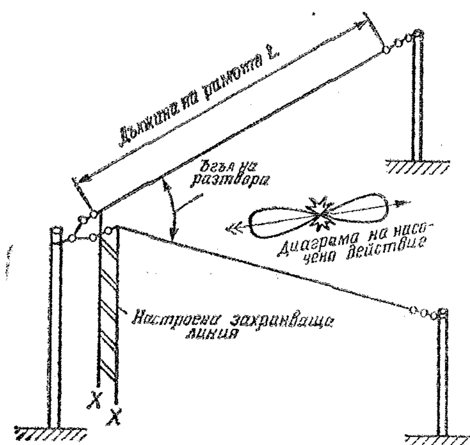
Повишаването на степента на насоченост и усилването на антената е възможно чрез монтирането на две хоризонтални „дълги жици" под формата на буквата V. Получава се един двупосочно излъчващ насочен излъчвател, чието усилване е с около 3 dB по-голямо от това на също толкова дълъг единичен проводник, при предположение, че се избере оптимален ъгъл на разтвора α (фиг. 11.12).

С нарастване на дължината на рамото L усилването на антената в посока на главния лъч се увеличава. Увеличава се и степента на насоченост. Направлението на главния лъч съвпада с ъглополовящата на ъгъла, сключен от двата проводника. Оптималният ъгъл на разтвора α зависи от дължината на рамото L — при нарастване на дължината на рамото той става по-малък.

От фиг. 11.13 може да се отчете достижимото усилване на антената в dB, както и оптималният ъгъл на разтвора α



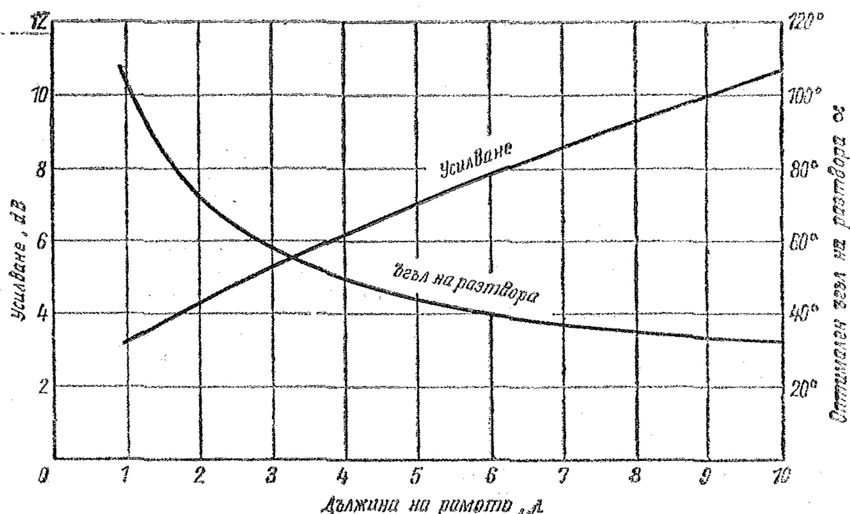
Фиг. 11.11
Симетрично захранвана всевълнова антена, предложена от *DL7AB*



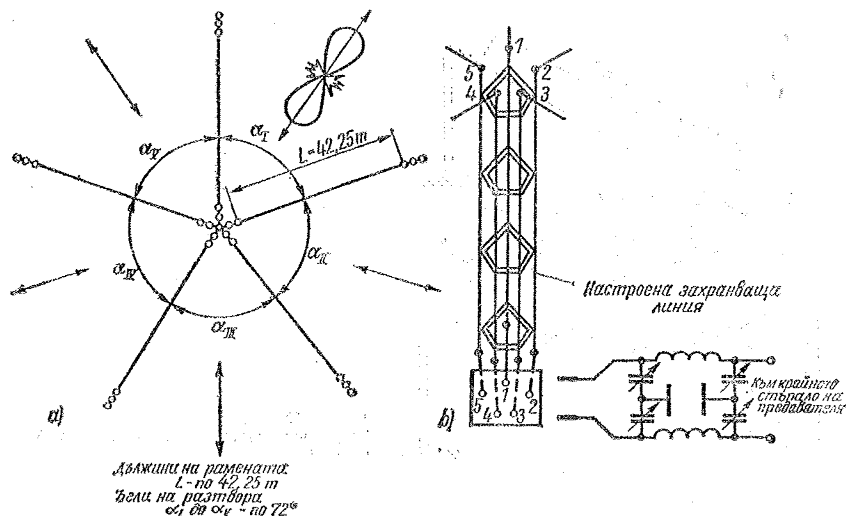
Фиг. 11.12
Схематично представяне на насочена V-образна антена

в зависимост от дължината на рамото L, измерена в λ. Тъй като V-антената има малък ъгъл на възвишение във вертикалната равнина, тя е един особено добър DX-излъчвател за високочестотните любителски обхвати.

V-антената се захранва при максимум на напрежението. Затова тя има голям входен импеданс. Захранването става най-често чрез настроена захранваща линия, защото в този случай е възможна работа в много обхвати. При работа на един обхват се оказва за предпочитане към излъчвателя да се съгласува ненастроена захранваща линия, като се използува четвъртвълнов съгласуващ шлейф, свързан на края на късо. При много големи дължини на рамото L съпротивлението в точките на захранване е от порядъка на 600 Ω и V-анте-



Фиг. 11.13. Приблизителни стойности на усилването на антената и оптимален ъгъл на разтвора на насочена V-антена в зависимост от дължината на рамото, изразена в λ



Фиг. 11.14. V-звезда, всевълнова антена с изменяема диаграма на насочено действие

ната може да се захрани направо чрез съгласувана двупроводна линия с вълново съпротивление 600 Ω

Дължината на рамото *L* на V-излъчвателя не е особено критична (тя може да се изчисли по (11.1)), тъй като тази антена е сравнително широколентова. Напротив, особено при големи дължини на рамото, оразмеряването на оптималния ъгъл на разтвора α е много критично, защото от него зависи дали главните листове в диаграмата на излъчване на двата антенни проводника ще се сумират синфазно.

Една V-образна антена, чийто ъгъл на разтвора α е равен на 47°, при дължина на всяко рамо 63,05 m е оптимално оразмерена за любителския обхват 15 m (L=4,5 λ, усилването достига почти 6,5 dB). Едновременно този излъчвател работи отлично и на 10 m (L=6 λ) с почти същото усилване и на вълна 20 m (L=3 λ) с намалено усилване (почти 5 dB). За работа в обхватите 20 m и 10 m ъгълът на разтвора не е оптимален и затова не се достига очакваното максимално усилване. При работа на 40 и 80 m усилването е съвсем малко. Макар че вследствие на твърде малкия ъгъл на разтвора вертикалният ъгъл на възвишение на главния лъч става по-голям, това не се счита за недостатък при тези честоти.

11.4.1. V-звезда

Ако радиолюбителят разполага с достатъчно място, той може да построи една много ефективна комбинация от V-антени която не само може да се използува на всички любителски обхвати, но освен това има и голямо усилване за всички посоки на излъчване (фиг. 11.14). Средната мачта на тази антенна конструкция трябва да бъде висока най-малко 10 m. От нея излизат 5 радиални проводника, които са опънати с ъгъл между тях 72° към 5 външни мачти. Всеки от тези проводници е дълъг по 42,25 m (фиг. 11.14*a*). Външните мачти могат да бъдат по-ниски от централната, това даже е по-благоприятно, защото така се получава един по-малък ъгъл на възвишение на основното излъчване във вертикалната равнина. Този ефект обаче съществува само в посоката на разтвора, в обратната посока ъгълът на възвишение в същото време става по-голям.

Настроените захранващи линии се отвеждат от централната мачта към помещението на радиостанцията, като образуват многопроводен фидер. Той се състои от 5 единични проводници, които са разположени на 10 до 15 cm един от друг. Всеки два съседни един на друг проводника образуват една на-

строена захранваща линия за свързания в горния им край V-образен излъчвател (фиг.11.14). Превключването към V-системата става просто и сигурно: петте проводника на захранващата линия се свързват поотделно към 5 букси, разположени на изолационна подставка. С два къси шнура след това може да се установи желаната връзка към блока за настройка на антената.

В горния случай V-звездата се състои от 5 V-образни излъчватели. За това по избор може да се включва всяка от петте отделни V-антени, които са подредени равномерно във всички посоки. Тъй като всяка от тях излъчва двупосочно, получават се 10 направления на главния лъч. От всеки отделен лист на главен лъч може да се очаква раствор в хоризонталната равнина от 36°, следователно описаната V-звезда дава насочено излъчване, което може да се върти на 360°, и посоката на това излъчване може да се изменя произволно чрез избор на една от V-антените. Тъй като отделните рамена на антените могат да се свързват произволно едно с друго, при работа особено в обхватите 40 m и 80 m могат експериментално да се определят комбинации от излъчватели, които излъчват или приблизително равномерно във всички посоки, или пък имат особено изразено насочено действие. Условията, при които може да се очаква кръгова диаграма на излъчване в хоризонталната равнина, са посочени в раздел 10.4.

V-звездата има предимство пред въртящите се насочени излъчватели, направени от тръби от лек метал, защото тя представлява една пълноценна антена и за работа в обхватите 40 m и 80 m. Не се използват скъпи тръби, няма усложнена механика и трудни манипулации по настройката.

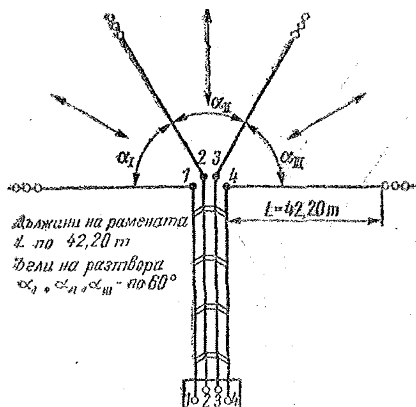
По-долу са дадени още някои предложения за особено ефективни V-звезди:

7 проводника с дължина 4 λ, ъгъл на разтвора 51,5°,

8 проводника с дължина 5 λ, ъгъл на разтвора 45°,

9 проводника с дължина 6 λ, ъгъл на разтвора 40°.

Ако не е необходимо да се обхванат всички направления при максимално усилване на антената, може да се премахнат един или повече проводници. На фиг. 11.15 е показана една кон-



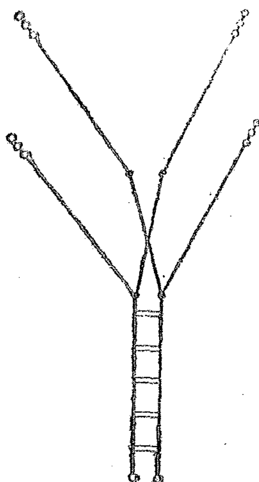
Фиг. 11.15. Опростена V-звезда

струкция, при която са използвани 4 рамена с дължина 3 λ за вълна 15 m и ъгъл на разтвора 60°.

Целесъобразно е дължините на рамената и ъгълът на разтвора на една всевълнова V-звезда да се оразмеряват за обхвата 15 m. Тъй като при работа във всички обхвати винаги трябва да се използува настроена захранваща линия, неточностите при оразмеряване на дължините на излъчвателя и захранващата линия винаги могат да се компенсират чрез елементите за връзка с антената, разположени откъм предавателя. Дължините на излъчвателите трябва да се пресмятат съгласно (11.1), което беше дадено за оразмеряване на антени тип „дълга жица". По-просто е съответните стойности да се вземат от таблицата, дадена в приложението.

11.4.2. Етажирани V-антени

Усилването на една V-антена може да се повиши почти с 3 dB чрез по-остро насочване на излъчването във вертикалната равнина, без при това да се намалява ъгълът на разтвора в хоризонталната равнина. За целта две еднотипни V-образни антени се монтират вертикално една над друга (фиг. 11.16). Разстоянието между двата етажа трябва да е поне λ/2, но по-големите разстояния са по-благоприятни. Оттук се вижда, че необходимата височина на монтиране на антената е много голяма и затова такава антена



Фиг. 11.16. Етажирана V-образна антена

много рядко може да се построи за работа в късовълновия обхват.

Захранването на системата се опростява, ако разстоянието между етажите се избере равно на λ/2. Двата V-излъчвателя трябва да се възбудят синфазно. Една свързваща линия с дължина λ/2 трансформира съпротивления с отношение 1 : 1. Тя обаче завърта фазата на приложеното в началото й напрежение на 180°. Двата проводника на свързващата полувълнова линия трябва да се кръстосат, за да се захранят двата етажа синфазно (фиг. 11.16).

Като професионални антенни системи понякога се срещат конструкции, съставени от две монтирани хоризонтално една до друга V-антени. Освен това на разстояние λ/4 зад V-излъчвателя може да се постави втори такъв, който служи като рефлектор. Излъчването тогава ще бъде еднопосочно, стига двата излъчвателя да се захранват с дефазиране 90°.

Тези обемисти и усложнени антенни конструкции едва ли биха могли да бъдат използвани от радиолюбителите; те са споменати само за пълнота на изложението.

11.4.3. Тъпоъгълни V-образни антени

Тъпоъгълната V-антена е една разновидност на V-излъчвателя, която може да бъде наречена и „половин ромбична антена" (фиг. 11.17). Тя се използва само в изключителни случаи, защото за опъването на проводника е необходимо почти два пъти повече място, отколкото при обикновената V-образна антена. Освен това с една обикновена V-антена със същата дължина на рамената се постига и по-голямо усилване.

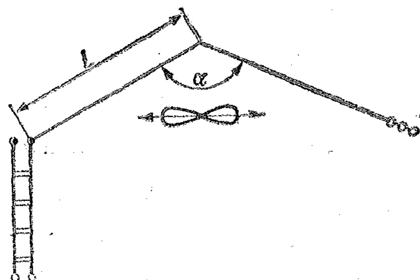
Тъпоъгълната V-образна антена се захранва чрез настроена захранваща линия, както цепелин-антените. Подолу са дадени оптималните ъгли на раствора при различни дължини на рамената на антената:

2 λ — 110°	7 λ — 142°
3 λ — 122°	8 λ — 144°
4 λ — 130°	9 λ — 146°
5 λ — 137°	10 λ — 147°
6 λ — 140°	

11.5. Отворена ромбична антена

От свързването на два V-излъчвателя се е получила ромбичната антена, която е най-ефективната от проводниковите насочени антени, изпълнени с любителски средства. Тя има по-голяма широчина на пропусканата честотна лента, отколкото една V-образна антена със същата обща дължина.

На фиг. 11.18 е показана схемата на една обикновена *отворена* ромбична антена. Тази антена остава отворена в края на рамената си за разлика от по-известната затворена ромбична антена, описана в раздел 12, като апериодична широколентова антена.

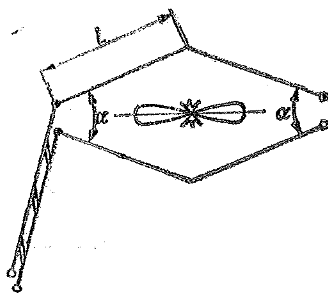


Фиг. 11.17. Тъпоъгълна V-образна антена

Както се вижда от фиг. 11.18, отворената ромбична антена излъчва в две посоки. Нейното усилване е по-голямо от това на V-излъчвател със същата дължина. Например една ромбична антена с дължина на рамото $L=3\lambda$ има теоретично усилване от 8,5 dB (вж. табл. 11.1), докато V-образната антена с дължина на рамото $L=6\lambda$ има теоретическо усилване от само 7,8 dB (вж. фиг. 11.13). И в двата случая са необходими едно и също количество проводници. Освен това диаграмата на насочено действие на ромбичната антена е по-малко честотно зависима от тая на V-образната антена.

От табл. 11.1 могат да се вземат ъгълът на разтвора и теоретично възможното усилване на ромбична антена, отворена на края в зависимост от дължината на рамото L. Данните за усилването са дадени, като за еталонна антена е използуван полувълнов дипол.

Фактът, че двупосочно излъчващата ромбична антена притежава същите зависимости между ъгъла на разтвора, дължината на рамото и усилването, както V-антените, позволява да се разшири една съществуваща вече и правилно оразмерена V-образна антена чрез добавяне на втора такава до получаване на двупосочно излъчваща ромбична антена. Получената по такъв начин антена също е оптимално оразмерена. Усилването нараства с повече от 3 dB спрямо това на V-образния излъчвател, увеличава се също и широчината на пропусканата честотна лента.



Фиг. 11.18. Двупосочна ромбична антена

Таблица 11.1. Оптимален ъгъл на разтвора и теоретично усилване на антената при отворени ромбични антени в зависимост от дължината на рамото, L

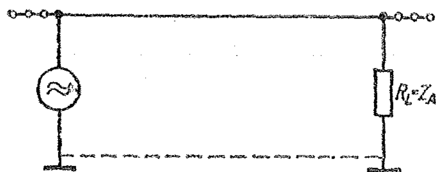
Дължина на рамото в λ	Ъгъл на разтвора	Теоретично усилване на антената в dB
1,0	105°	6,5
1,5	85°	7,0
2,0	73°	7,5
2,5	64°	8,0
3,0	58°	8,5
3,5	54°	9,0
4,0	50°	9,5
4,5	48°	10,0
5,0	45°	10,5

12. Апериодични антени

Излъчвателите, които са натоварени със съпротивление, се наричат апериодични или също така затворени антени (фиг. 12.1). Стойността на товарното съпротивление, което понякога се нарича и поглъщащо съпротивление, е равна на тая на вълновото съпротивление на антената Z_A и за работната честота тази стойност трябва да бъде чисто активна.

Когато една антена е натоварена с вълновото си съпротивление, по нея за разлика от резонансните отворени антени не се образуват стоящи вълни. Енергията, която достига до края на антената, се приема от намиращото се там товарно съпротивление и се преобразува от него в топлина. Теоретически една затворена антена може да се разглежда като линия за предаване на енергия, чиито втори проводник е земята. Чрез товарното съпротивление тази линия е затворена на края с вълновото си съпротивление Z_A. Образуват се бягащи вълни, които се отличават с това, че токът има една и съща стойност във всички точки на линията.

Общо взето, се счита, че една линия, натоварена с вълновото си съпротивление, не излъчва изобщо или излъчва съвсем слабо енергия. При затворените антени обаче двата проводника (антенният проводник и земята) са така отдалечени един от друг, че противоположните магнитни полета не се неутрализират взаимно. Затова системата е годна да излъчи енергия и може да се използува като предавателна и приемна антена.



Фиг. 12.1. Апериодична антена; стойността на товарното съпротивление R_L е равна на стойността на вълновото съпротивление на антената Z_A

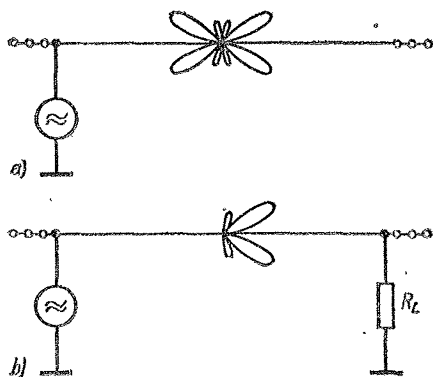
Входното съпротивление на една апериодична антена до голяма степен е честотно независимо; затова антената е наистина широколентова. Това предимство често компенсира недостатъка, че в товарното съпротивление част от високочестотната енергия се преобразува в безполезна топлина.

12.1. Затворени антени «дълга жица»

Диаграмата на насочено действие на една затворена „дълга жица" прилича на тая на почти толкова дълга настроена антена „дълга жица" с една разлика — листовете от диаграмата на излъчване в посока на точката на захранване липсват (фиг. 12.2). Следователно една аналогична настроена антена излъчва двупосочно (на две страни), докато затворената антена излъчва еднопосочно (на една страна). С грубо приближение може да се твърди, че при затворената антена енергията на липсващите листове от диаграмата на насочено действие „изгаря" в поглъщащото съпротивление.

Затворената антена „дълга жица" използува за втори проводник земната повърхност, затова последната трябва да има добра проводимост. Тъй като това се случва рядко, върху земната повърхност би трябвало да се положи един също толкова дълъг противовес и той да се използува като еквивалент на земята.

Усилването на апериодичната антена „дълга жица" нараства с увеличаване на отношението на дължината на проводника към работната дължина на вълната. Вълновото съпротивление зависи от диаметъра на проводника и от височината на антената над земята.



Фиг. 12.2
Сравнение на диаграмите на излъчване в хоризонталната равнина; *a* — настроена антена „дълга жица", дължина 2 λ, *b* — апериодична антена със същата дължина (диаграмата на излъчване е идеализирана)

То има средна стойност 500 . . . 600 Ω. Такава стойност трябва да има и поглъщащото съпротивление. Ако антената се използува като предавателна, половината от наличната високочестотна мощност трябва да се изразходва в товарното съпротивление. То не трябва да има реактивни компоненти.

Затворената антена „дълга жица" няма никакво приложение като любителска антена, защото там, където има достатъчно място и подходящо товарно съпротивление, може с почти същите разходи да се построят по-ефективни апериодични антени.

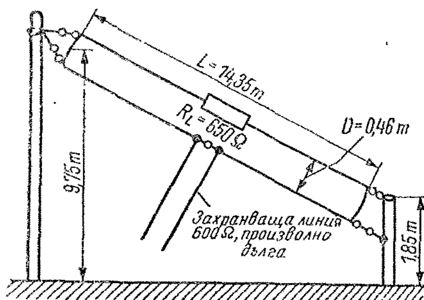
Затворените антени „дълга жица" от този вид, монтирани на сравнително малка височина над земята, се наричат антени на Бевериджк. Те се използуват главно за служебни връзки като приемни антени в обхвата на по-дългите къси вълни.

12.2. Антена T2FD

Под названието *T2FD*-антена е известен един затворен и наклонен сгънат дипол, който е популярен не само като антена за служебни връзки. Често тази антена се нарича *TFD* (от англ. — *Terminated Folded Dipole* = затворен сгънат дипол). Понякога се говори и за *W3HH*-антена, защото тя е разработена и пропагандирана от *W3HH*.

Антената *T2FD*, показана на фиг. 12.3, има дължина само λ/3, пресметната спрямо най-ниската използувана честота. Тъй като тя е монтирана наклонена под ъгъл около 30°, необходимо е даже още по-малко място. Освен това за монтирането са необходими само една мачта, дълга около 10 m и един опорен стълб с дължина 1,85 m.

Привлекателна е голямата широчина на честотната лента на апериодичния излъчвател. Отношението на честотите е около 1 : 5. Ако например антената се оразмери за най-ниска честота 7000kHz, дължината на опънатия проводник е 14,35 m и тя може да се използува за любителските обхвати 40, 20, 15 и 10 m. Една *T2FD*-антена за 80 m може да се използува със същия успех и в обхватите 40 и 20 m. При това не става дума за резонанс на висши хармонични, а за естествена широчина на пропускателната честотна лента. Това означава, че антената *T2FD* може да се използува също така и на всички междинни честоти, което е особено важно за служебните радиостанции с честа смяна на работните честоти.



Фиг. 12.3. Антена *T2FD*, предложена от *W3HH*

С предписания ъгъл на наклона антената излъчва във всички посоки. Диаграмата на излъчване не е кръгова, но няма и ясно изразено направление на главния лъч. Тя има по-скоро няколко широки листове и много странични листове, но липсват изразени нулеви зони. Затова *T2FD* може да работи с почти еднакъв успех във всички направления. По същия начин тя може да се използува и като приемна антена.

Досега не са дадени конкретни стойности за усилването на антената *T2FD*. Съществуват обаче сравнителни стойности (дадени от служебни инстанции), от които може да се разбере, че тя може да се сравни с един полувълнов дипол, съответно с един дъблет. В много случаи сигналът е бил с 2 или повече S-степени по-добър от този на настроената антена, с която се сравнява *T2FD*. Такива резултати не отговарят на теоретичните положения, но това не бива да бъде пречка при подходящ случай да се изпробва една антена *T2FD*.

Антената, показана на фиг. 12.3, има размерите, съобщени от *W3HH*. Тя е оразмерена за обхвата 40 m, широчината на пропусканата честотна лента е от 7 до 35 MHz (1 : 5). Антената работи задоволително и в обхвата 80 m, като се забелязва незначителна загуба на мощност.

Дължината *L*, общо взето, е равна на λ/3, пресметната спрямо най-ниската работна честота, т. е.

$$L=\frac{100\,000}{f}, \tag{12.1}$$

където *L* е в m, а *f* — в kHz.

Разстоянието D има оптимална стойност λ/100 и се пресмята по формулата

$$D=\frac{300\,000}{f}, \tag{12.2}$$

където *D* е в cm, а *f* — в kHz.

Ъгълът на наклона, под който се окачва антената, трябва да бъде 30°; допустимо е отклонение от ±10°.

Могат да се използуват захранващи линии с вълново съпротивление от 300 до 600 Ω. Особено изгодни заради малките си загуби са двупроводните линии с въздушна изолация. Тяхното вълново съпротивление може да се определи от фиг. 5.4. Допустимо е и използуването на УКВ лентови кабели.

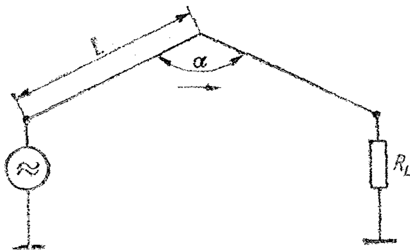
Най-важната част на антената, с която е и най-трудно да се снабди един радиолюбител, е товарното съпротивление. То не трябва да притежава паразитни индуктивности и капацитети, т. е. в работния честотен обхват на антената това съпротивление не трябва да има забележими реактивни компоненти. По тази причина не могат да се използуват навити жични съпротивления. Когато антената се използува като предавателна, товарното съпротивление трябва да може да преобразува в топлина най-малко 35% от високочестотната мощност, отдавана от крайното стъпало. Това означава, че ако предавателят има мощност 100 W, съпротивлението трябва да има мощност поне 35W. Ако антената се използува само за приемане на радиосигнали, изискването за мощност на товарното съпротивление отпада и може да се използува какво да е слойно съпротивление по възможност с най-малка индуктивност.

Стойността на поглъщащото съпротивление е еднаква с тази на вълновото съпротивление на произволно дългата захранваща линия. Ако линията има вълново съпротивление 600 Ω, тя изисква товарно съпротивление със стойност също така 600 Ω. На практика обаче опитите са показали, че е добре товарното съпротивление да се избира малко по-голямо от вълновото съпротивление на линията.

Вълново съпротивление на захранващата линия в Ω	Оптимално товарно съпротивление в Ω
600	650
450	500
300	390

Не се препоръчва захранващата линия да бъде с вълново съпротивление, по-малко от 300 Ω, защото тогава определянето на оптималната стойност на товарното съпротивление става много критично.

Съгласуваната захранваща линия може да се свърже чрез бобина за връзка направо към анодния кръг на крайното стъпало на предавателя. За една захранваща линия с вълново съпротивление 600 Ω се съобщават следните данни за бобината за връзка: при работа в обхватите 40 и 80 m тя има 6 навивки,



Фиг. 12.4. Затворена тъпоъгълна V-антена

при работа в обхвата 20 m са достатъчни 3 навивки. Заради много голямата широчина на пропусканата честотна лента антената *T2FD* излъчва без отслабване всички висши и паразитни хармоници. Затова с цел намаляване на възможността за смущения е по-добре да се избере селективна схема за връзка. Особено се препоръчва схемата за връзка, показана на фиг. 8.8, която е подходяща за всички съгласувани симетрични кабели.

При монтиране на антената могат да се поставят допълнителни напречни опори, които служат за механично укрепване и запазване на успоредността на проводниците на дипола. Тъй като в антената не съществуват изразени максимуми на напрежение, не е необходимо тези опори да са от материал с малки загуби. Достатъчно е да се използуват импрегнирани дървени летви (да се изварят в парафин) бамбукови пръчки, пластмасови ленти и пр.

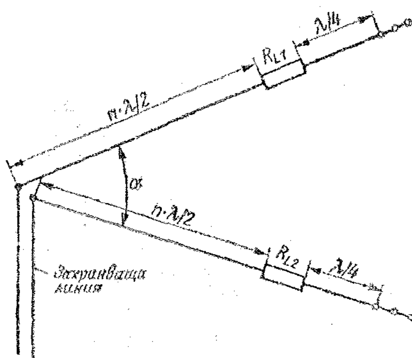
12.3. Затворени V-антени

Затворените V-антени се използуват главно във форма на отвесно изграден тъпоъгълен V-образен излъчвател, който беше споменат в раздел 11.4.3. като отворена резонансна антена. Схемата, показана на фиг. 12.4, се получава чрез добавяне на товарното съпротивление R_L.

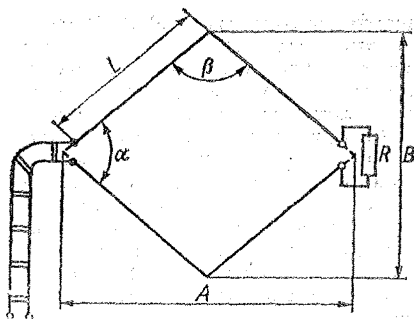
Вертикалното монтиране има това предимство, че е необходима само една централна мачта и товарното съпротивление може направо да бъде заземено. В това изпълнение антената е поляризирана вертикално и главното излъчване е едностранно в направление на края на антената, натоварен с поглъщащото съпротивление R_L. Както и при отворената антена, оптималният ъгъл на разтвора α зависи от дължината на рамото *L* и при затворената антена съотношенията са почти същите. Най-благоприятното товарно съпротивление има стойност около 600 Ω; то има същата стойност, както вълновото съпротивление на антената. Тъй като вълновото съпротивление почти не зависи от честотата, входният импеданс има стойност около 600 Ω и е чисто активен в много голям честотен обхват.

Нормалната V-антена (вж. раздел 11.4.) също може да бъде изградена като апериодична антена. Тогава тя също излъчва в една посока и има увеличена широчина на пропусканата честотна лента. Радиолюбителите използуват такава антена само в изключителни случаи, защото за нея са необходими три мачти и две товарни съпротивления. Трудно е заземяването на поглъщащите съпротивления, защото в нормалния случай те са издигнати над земята на височина, равна на тази на мачтите.

В такъв случай би могло да се помогне с една изкуствена земя. Както е показано на фиг. 12.5, тя се образува от проводници с дължина λ/4, които се включват към товарните съпротивления вместо земя. За съжаление с това антената отново става честотно зависима и при работа в повече от един обхват всеки път трябва да се включват отделни проводници с дължина λ/4. Затова е по-изгодно рамената на анте-



Фиг. 12.5. Затворена V-антена



Фиг. 12.6. Еднопосочна ромбична антена

ната да се наклонят дотолкова към земята, че поглъщащите съпротивления да могат да се заземят направо. Стойността на поглъщащото съпротивление във всяко от рамената е 500 Ω. Съгласуваната симетрична захранваща линия има вълново съпротивление около 600 Ω.

За съжаление V-образните антени заемат много място. Който разполага с толкова свободно място, би трябвало да отдаде предпочитание на ромбичната антена.

12.4. Затворени ромбични антени

В повечето случаи ромбичната антена се изгражда като еднопосочно излъчващ насочен излъчвател. При това отвореният край се натоварва с поглъщащото съпротивление R (фиг. 12.6). Стойността на това съпротивление е от 750 до 880 Ω. То трябва да разсее поне половината от високочестотната мощност на предавателя.

Затворената ромбична антена има извънредно голяма широчина на пропусканата честотна лента. От това следва, че оразмеряването на дължината на излъчвателя L става некритично и при пресмятането не е необходима точност до сантиметър. Изменението на работната честота може да бъде 1 : 2. Все пак едновременно с това трябва да се има предвид едно по-голямо или по-малко изменение на формата на диаграмата на насочено действие, защото ъгълът на разтвора β е оптимален само за една определена работна честота. Затова при използуване на пълната честотна лента на антената усилването също се изменя в зависимост от честотата.

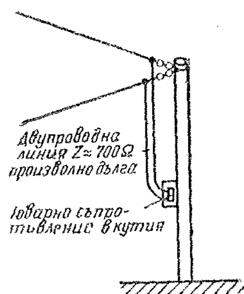
Усилването на антената се увеличава при нарастване на дължината на рамото L. Диаграмата на насочено действие в хоризонталната и вертикалната равнина се определя главно от ъглите α и β. Антената трябва да се монтира на височина най-малко λ/2 над земята.

По-малките височини на монтиране предизвикват повдигане на вертикалния ъгъл на възвишение, което е особено нежелано в късовълновите любителски обхвати. Ако дължината на рамото L стане по-голяма от около 6 λ, степента на насоченост на антената става извънредно голяма и настройката на оптималния ъгъл на разтвора — критична.

12.4.1. Захранване на ромбичната антена

Съпротивлението в точките на захранване на една затворена ромбична антена възлиза на 700 ... 800 Ω. Затова тя може да бъде захранена чрез една произволно дълга линия с бягащи вълни. Една обикновена двупроводна линия с въздушна изолация и вълново съпротивление 600 Ω не внася забележимо разсъгласуване и е най-изгодният вариант също и за работа в повече от един обхват. Естествено затворената ромбична антена може да бъде съгласувана чрез някой от известните и вече описани съгласуващи елементи към всяка друга линия с бягащи вълни с произволно вълново съпротивление. За отбелязване е обаче, че поради зависимостта на съгласуващите елементи от честотата до голяма степен се губи предимството „широколентовост“ и остава само възможността за работа в един честотен обхват.

Съгласуваната линия с вълново съпротивление 600 Ω трябва да се предпочете и пред една настроена захранваща линия, защото тя работи с по-малко загуби и не изисква особени разходи от настройващи елементи за свързване към крайното стъпало на предавателя. Препоръчва се използуването на селективна връзка с крайното стъпало на предавателя, за да се подтисне излъчването на висши хармонични и



Фиг. 12.7. Поглъщащо съпротивление на една ромбична антена, свързано с краищата на излъчвателя чрез произволно дълга двупроводна линия

други паразитни трептения. Особено подходяща за това е схемата, показана на фиг. 8.8.

12.4.2. Товарно съпротивление

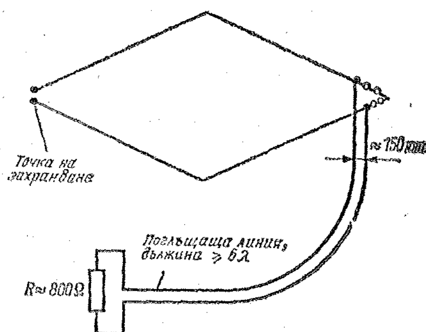
Поглъщащото съпротивление трябва да бъде с малка паразитна индуктивност и капацитет.При малки мощности на предавателя това изискване може да се изпълни от слоести съпротивления със съответната мощност. Препоръчва се товарното съпротивление да се раздели на няколко последователно включени съпротивления, като с това се намалява вредният му паразитен капацитет. За предпочитане са съпротивления, на които съпротивителният слой не е спираловиден. Жичните съпротивления имат голяма товароспособност, но са напълно неизползваеми заради голямата им индуктивност.

При големи мощности на предавателя слоестите съпротивления стават много обемисти и скъпи. Препоръчва се използуването на мощни съпротивления, които чрез специална технология са произведени с малка паразитна индуктивност и капацитет, и които се изготвят специално за използуване като товарни съпротивления в поглъщателите („изкуствени антени").

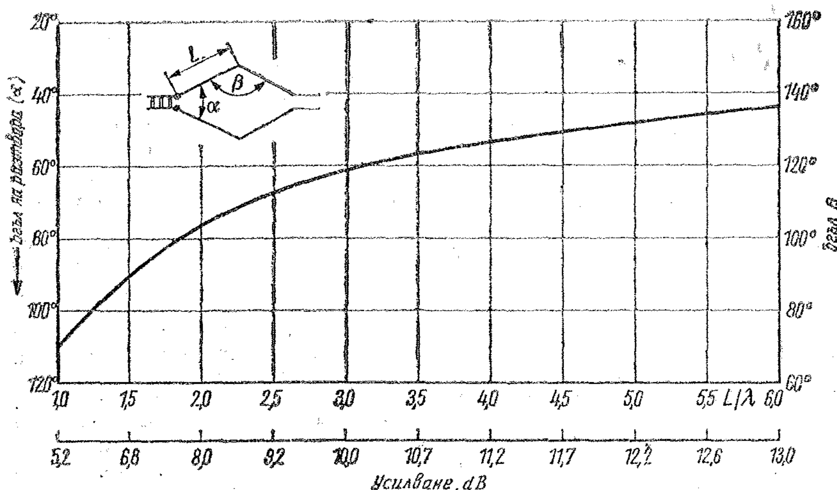
Стойността на товарното съпротивление е около 800 Ω. То трябва да се помести във водонепроницаема кутия и да се свърже с краищата на излъчвателя с възможно най-къси проводници. При буря във всяка антена от типа „дълга жица" се индуктират значителни токове. При ромбичната антена те могат да доведат до разрушаване на поглъщащото съпротивление. Затова е по-добре то да се укрепи към мачтата на леснодостъпна височина и да се свърже с краищата на излъчвателя чрез произволно дълга двупроводна линия с вълново съпротивление от 700 до 800 Ω (фиг. 12.7).

Кутията с товарното съпротивление може да бъде снабдена с щепсъл и преди буря просто да се маха. Доколкото се използуват мощни товарни съпротивления, едва ли трябва да се очаква разрушаването им при буря. Освен това като правило преди буря целият антенен комплекс се заземява.

За да се икономисат мощни товарни съпротивления, особено за служебни нужди се използуват т. нар. поглъщащи линии. Това са затихвателни линии, които са изпълнени като двупроводна линия, както и откритите захранващи линии. За разлика от тях обаче те са направени от съпротивителни проводници. Препоръчват се хром-никелови съпротивителни проводници с диаметър от 0,4 до 0,5 mm, които са разположени успоредно на разстояние 15 cm един от друг. Дължината на тази съпротивителна двупроводна линия трябва да бъде най-малко 6 λ, пресметнато спрямо средната дължина на работната вълна. Краят на тази затихвателна линия е натоварен с поглъщащото съпротивление. В този случай обаче мощността на поглъщащото съпротивление трябва да бъде само 1/10 от максималната мощност на предавателя (фиг. 12.8).



Фиг. 12.8. Затворена ромбична антена с поглъщаща линия



Фиг. 12.9. Зависимост на оптималния ъгъл на разтвора α и на ъгъла β от дължината на страната L на затворена ромбична антена L

12.4.3. Конструкция на ромбичната антена

За да се получи диаграма на насочено действие с малко странични листове и възможно най-голямо усилване на антената, ъгълът на разтвора α и дължината на рамото L трябва да се намират в определено отношение. Тези стойности могат да се отчетат от фиг. 12.9.

На фиг. 12.9 теоретичното максимално усилване в dB е нанесено под дължината на рамото L, защото усилването на антената по направление на главния лъч е пропорционално на дължината на рамото, стига да е избран оптимален ъгъл на разтвора α. При тези данни са взети предвид загубите в поглъщащото съпротивление, които възлизат на 3 dB. Ъгълът на възвишение на ромбичната антена във вертикалната равнина зависи от височината на монтирането. За да се получи възможно „най-ниско" излъчване, тази височина не трябва да бъде по-малка от λ/2 за високочестотните късовълнови обхвати.

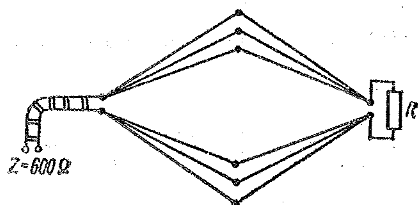
При проектиране на една ромбична антена винаги би било добре предварително да се получи представа за нейните размери (дължина и широчина). Таблица 12.1. съдържа всички конструктивни данни за построяване на ромбични антени за любителските обхвати от 10 до 40 m. Дадените в таблицата дължини на рамото са пресмятани за средата на съответния любителски обхват. Заради голямата широчина на пропусканата честотна лента при ромбичните антени тези пресмятания се извършват с по-малка точност. Разстоянията A и B, които са важни за определяне на положението на носещите мачти, са дадени със закръглени стойности. Препоръчва се мачтите да се поставят малко по-далеч една от друга, за да може при точното нагласяване на затихването в обратна посока да има възможност за малки корекции на ъглите α и β. Това е необходимо особено при големи дължини на рамото, защото тогава степента на насоченост е извънредно голяма.

12.4.4. Работа на много обхвати

От табл. 12.1. се вижда, че с една ромбична антена лесно може да се осъществи работа на много обхвати. Ако дължината на рамото например е равна на 42 m, това представлява 1 λ за обхвата 40 m, 2 λ за обхвата 20 m, 3 λ за обхвата 15 m и 4 λ за обхвата 10 m. Ъгълът на разтвора се избира с оптимална стойност за обхвата 15 или 20 m; в такъв случай той е малко по-голям от оптималния за обхвата 10 m.

Таблица 12.1. Практическо определяне на всички размери на ромбични антени за любителските обхвати

Дължина на рамото L в λ	Дължина на рамото L в m	Ъгъл на разтвора α в °	Ъгъл на огъване β в °	Размер по дължина A в m	Размер широчина B в m	Усилване в dB
40-m обхват						
1,0	41,50	111	69	47,00	68,50	5,2
1,5	63,00	91	89	88,50	90,00	6,8
2,0	84,00	76	104	132,40	103,50	8,0
2,5	105,00	68	112	174,50	117,50	9,2
3,0	127,00	63	117	217,00	133,00	10,0
3,5	148,00	58	122	259,00	144,00	10,7
4,0	169,00	54	126	302,00	154,00	11,2
20-m обхват						
1,0	20,80	111	69	24,00	34,50	5,2
1,5	31,50	91	89	44,50	45,00	6,8
2,0	42 00	76	104	66,50	52,00	8,0
2,5	52,50	68	112	87,50	59,00	9,2
3,0	63,00	63	117	108,00	66,00	10,0
3,5	74,00	58	122	130,00	72,00	10,7
4,0	84,50	54	126	151,00	77,00	11,2
4,5	95,00	51	129	172,00	82,00	11,7
5,0	106,00	48	132	194,00	86,50	12,2
5,5	116,00	46	134	214,00	91,00	12,6
6,0	127,00	44	136	236,00	95,50	13,0
15-m обхват						
1,0	13,80	111	69	15,70	22,80	5,2
1,5	21,00	91	89	29,50	30,00	6 8
2,0	28,00	76	104	44,50	34,50	8,0
2,5	35,00	68	112	50,00	39,50	9,2
3,0	42,00	63	117	72,00	44,00	10,0
3,5	49,50	58	122	87,00	48,00	10,7
4,0	56,50	54	126	101,00	51,50	11,2
4,5	63.50	51	129	115,00	55,00	11,7
5,0	70,50	48	132	129,00	57,50	12,2
5,5	78,00	46	134	144,00	61,00	12 6
6,0	85,00	44	136	158,00	64,00	13.00
10-m обхват						
1,0	10,20	111	69	11,60	17,00	5,2
1,5	15,60	91	89	22,00	22 30	6,8
2,0	21,00	76	104	33,10	26,00	8,0
2,5	26,20	68	112	43,50	29,50	9,2
3,0	31,50	63	117	54,00	33,00	10,0
3,5	37,00	58	122	65,00	36,00	10,7
4,0	42,00	54	126	75,00	38,50	11,2
4,5	47,50	51	129	86,00	41,00	11,7
5,0	52,50	48	132	96,00	43,00	12,2
5,5	58,00	46	134	107,00	45,50	12,6
6,0	63,00	44	136	117,00	47,50	13.0



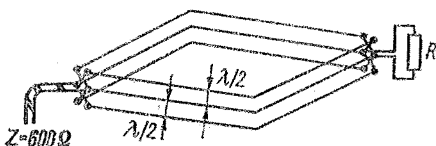
Фиг. 12.10. Широколентова ромбична антена

и малко по-малък от оптималния за обхвата 40 m. Когато се работи на вълна 10 m (α е твърде голям), главният лист от диаграмата на излъчване става по-тесен; появяват се няколко слабо изразени странични листове и слабо излъчване в обратна посока. Това оказва незначително влияние върху усилването на антената в направлението на главния лъч. При работа на вълна 40 m (α е твърде малък) диаграмата на насочено действие се разклонява, широчината на лъча се увеличава и се получава и излъчване в обратна посока. Тази антена би могла да бъде използувана за излъчване на сигнал в няколко направления и при това с все още добро усилване в обхвата 40 m. При дължини на рамото от 21,00 до 63,00 m също се получават отлични многообхватни ромбични антени.

12.4.5. Специални ромбични антени

„Дебелата", или широколентовата ромбична антена (фиг. 12.10) е една индустриално произвеждана антена за служебни нужди, която се отличава с още по-голяма широчина на пропусканата честотна лента. Широчината на пропусканата честотна лента се увеличава чрез паралелното свързване на три или повече проводници, както е показано на фиг. 12.10. Входното съпротивление се намалява до около 600 Ω.

Ако вертикално една над друга се поставят няколко еднотипни ромбични антени (фиг. 12.11), усилването в направление на главния лъч се увеличава още повече поради по-доброто насочване във вертикалната равнина. Такива антени обаче се използуват само в III, IV и V телевизионни обхвати. С двойни ромбични и ромбоидни антени се постига усилване около 17 dB.



Фиг. 12.11. Етажирани ромбични антени

13. Синфазно възбуждани диполни комбинации (синфазни антени)

Полувълновият дипол представлява основният елемент на почти всички антени. Известна е неговата характеристика на насочено действие (вж. раздел 3.). Характеристиката на насочено действие може да се изменя почти произволно чрез съответно включване на няколко захранвани диполи и с това да се увеличи и усилването на антената по направление на главния лъч.

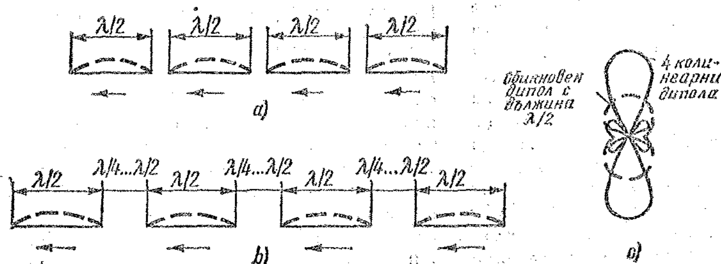
13.1. Диполна редица (колинеарни диполи)

Ако няколко полувълнови излъчвателя се подредят в редица един до друг и всички елементи се възбудят синфазно, *направлението на главния лъч* по отношение на това на полувълновия дипол не се променя. *Широчината на лъча* (ъгълът на разтвора) обаче става по-малка за сметка на увеличеното излъчване в главното направление. От това се получава едно по-голямо или по-малко усилване в сравнение с обикновения полувълнов дипол.

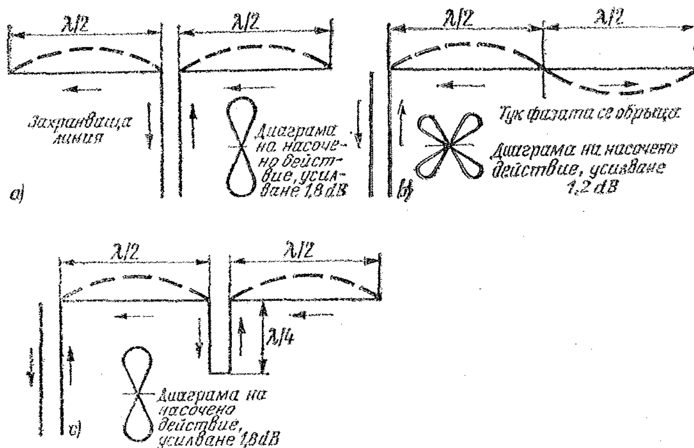
На фиг. 13.1 е показана диполна редица с четири колинеарни диполи. Начертано е съществуващото разпределение на тока при синфазно възбуждане на диполите. Всички токове имат еднаква фаза, посока и големина. С една система от колинеарни излъчватели може да се получи приблизително следното усилване на антената в сравнение с полувълнов дипол:

2 колинеарни полувълнови отрязъка — 1,8 dB,
3 колинеарни полувълнови отрязъка — 3,2 dB,
4 колинеарни полувълнови отрязъка — 4,5 dB,
5 колинеарни полувълнови отрязъка — 5,4 dB,
6 колинеарни полувълнови отрязъка — 6,2 dB,
7 колинеарни полувълнови отрязъка — 6,9 dB
8 колинеарни полувълнови отрязъка — 7,5 dB.

Едно по-нататъшно малко увеличение на усилването може да се постигне, като разстоянието между отделните по-



Фиг. 13.1. Диполна редица; *a* — колинеарни диполи, възбудени синфазно, разположени на малко разстояние един от друг, *b* — колинеарни диполи, възбудени, синфазно, разположени на разстояние λ/4 един от друг, *c* — сравнение на диаграмите на насочено действие в хоризонталната равнина на един полувълнов дипол (начертана с прекъсната линия) и на една диполна редица, състояща се от 4 колинеарни дипола

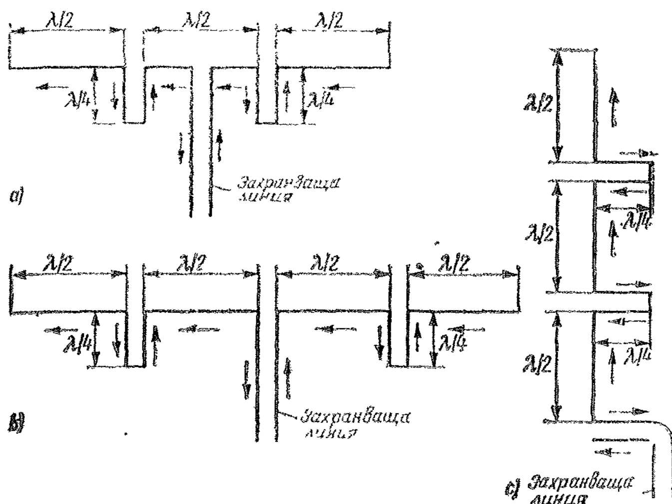


Фиг. 13.2. Влияние на синфазното и противофазно възбуждане; *a* — 2 синфазно възбудени колинеарни дипола, *b* — 2 полувълнови отрязъка, захранвани в края и възбудени противофазно (целовълнов излъчвател, захранван в края с)

лувълнови антени се увеличи до λ/4÷÷λ/2 (фиг. 13.1*b*). В този случай обаче синфазното възбуждане на елементите се осъществява по-трудно и по-сложно, така че тази възможност се използува рядко. Най-простата диполна редица представлява захранваният в средата си целовълнов дипол. При него синфазно се възбуждат два колинеарни полувълнови отрязъка. Това следва от разпределението на тока, показано на фиг. 13.2*a*. Получава се и едно усилване от 1,8 dB. На фиг. 13.2 за разлика от предишния случай е показан един целовълнов излъчвател, захранван в края (цепелин-антена). При този начин на захранване двата полувълнови отрязъка се възбуждат противофазно (вж. разпределението на тока). Диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина се разделя на 4 главни листа и при същата дължина на антената усилването възлиза само на 1,2 dB. За да може един такъв захранван в края целовълнов излъчвател да се възбуди синфазно, би трябвало двата полувълнови отрязъка да се разделят един от друг, както е показано на фиг. 13.2*c* и в мястото на разделяне да се постави елемент, изменящ фазата. Този елемент може да представлява една четвъртвълнова линия, свързана накрая накъсо (завъртане на фазата 180°). Един до друг могат да се подредят произволен брой полувълнови отрязъци. Те са възбудени синфазно, когато всеки два отделни полувълнови отрязъка се свържат един с друг чрез фазовъртящи елементи.

Съпротивлението на излъчване при максимум на тока на диполната редица нараства при увеличаване на броя на диполите по-бързо, отколкото това на една линейна антена с противофазно възбуждани полувълнови отрязъци (антени „дълга жица"). За диполни редици с 2 до 6 синфазно възбуждани полувълнови елемента важи грубото правило, че съпротивлението на излъчване е приблизително равно на броя на диполите, умножен по 100. Така например може да се приеме, че една диполна редица с 3 колинеарни полувълнови отрязъка има съпротивление на излъчване 300 Ω.

На фиг. 13.3 са показани няколко диполни редици. Нарисуваните стрелки означават посоките на тока. При конструкцията, показана на фиг. 13.3*a*, захранването става при максимум на тока и входното съпротивление на антената е равно на съпротивлението на излъчване. То възлиза на 300 Ω (3 елемента по 100 Ω) при усилване 3,2 dB. Антената, дадена на фиг. 13.3, се захранва при максимум на напрежение, съответно на което съпротивлението в точките на захранване е голямо. В зависимост от отношението дължина/диаметър на проводника импедансът



Фиг. 13.3. Различни диполни редици; *a* — 3 колинеарни полувълнови излъчватели с централно захранване и синфазно възбуждане (усилване 3,2 dB), *b* — 4 колинеарни полувълнови диполи с централно захранване и синфазно възбуждане (усилване 4,3 dB), *c* — 3 колинеарни полувълнови излъчватели с вертикална поляризация, захранени в края и възбудени синфазно (усилване 3,2 dB)

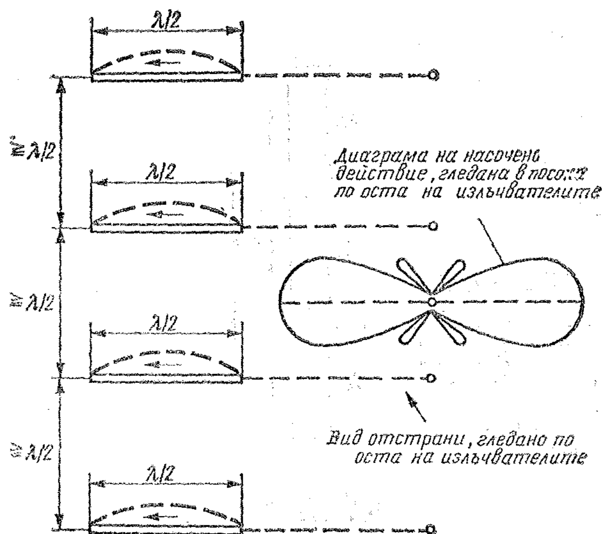
в точките на захранване може да възлиза от 1000 до 6000 Ω. Теоретично изчисленото усилване е 4,3 dB.

Колинеарните диполи могат да бъдат подредени и във вертикално разположена редица (фиг. 13.3*c*). Поляризацията и насочването в този случай са вертикални, а в хоризонталната равнина се получава кръгова диаграма на излъчване. По механични съображения захранването става в долния край на редицата, въпреки че едно симетрично захранване в центъра на средния полувълнов отрязък би било по-изгодно от електрическа гледна точка. Четвъртвълновата линия, дадена на края накъсо, предизвиква изместване на фазата на 180° и действува като вмъкнат между полувълновите отрязъци паралелен резонансен кръг (вж. фиг. 5.29). Същото действие има и една полувълнова двупроводна линия, отворена в двата си края. Четвъртвълновите отрязъци могат да бъдат заменени и с висококачествени режекторни кръгове (паралелни резонансни кръгове), нещо, което понякога се използува в късовълновия обхват (антена *W3DZZ*). Все пак четвъртвълновата двупроводна линия е най-често използуваното средство за реализиране на синфазно възбуждане на диполни редици, защото с такива линии, работещи като трептящ кръг, с малки разходи се постигат големи качествени фактори.

13.2. Диполна колона (етажирани диполи)

Диполна колона се получава, когато паралелно един на друг се подредят хоризонтални синфазно захранвани полувълнови диполи. За по-голяма нагледност понякога се говори и за етажирани диполи. При етажиране на диполи с дължина λ/2 диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина съответствува на тази на отделния дипол, докато в H-равнината фокусировката се подобрява. Като пример на фиг. 13.4 е показана диполна колона от 4 синфазно възбудени полувълнови отрязъка, подредени на разстояние ≧ λ/2 един от друг. Начертана е диаграмата на насочено действие във вертикалната равнина (H-равнината).

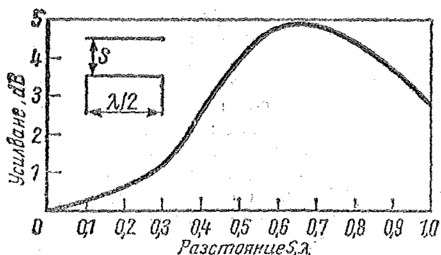
Усилването на антената, което се постига чрез „свиване" на излъчването в H-равнината, зависи от броя на успоредните диполи и от разстоянието между етажите *S*. От фиг. 13.5



Фиг. 13.4. Диполна колона с 4 синфазно възбудени хоризонтални дипола

може да се види възможното усилване на два етажирани синфазно възбудени полувълнови диполи в зависимост от разстоянието между етажите S. Може да се приеме приблизително, че при разстояние между етажите $0{,}5\lambda$ с поставянето на всеки следващ етаж усилването нараства с около 1 dB. При оптимално разстояние S нарастването на усилването е около 1,5 dB. Всички елементи трябва да лежат в една и съща равнина.

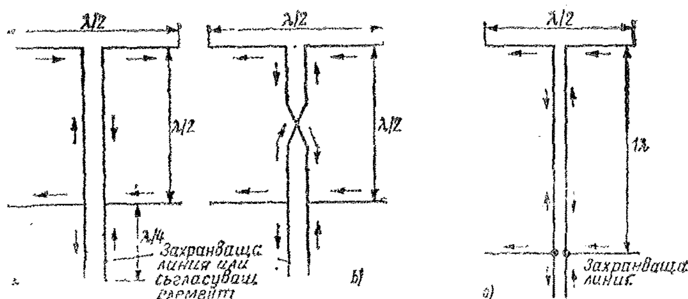
Както следва от фиг. 13.5, при разстояние между етажите $S=0{,}5\ \lambda$ не се достига максимално възможното усилване. Въпреки това най-често се предпочита именно такова разстояние S,



Фиг. 13.5. Зависимост на максималното усилване на два етажирани синфазно възбудени полувълнови дипола от разстоянието между етажите S, изразено в λ

защото то предлага определени предимства от механична и електрическа гледна точка. При два етажирани полувълнови елемента диаграмата на насочено действие във вертикалната равнина няма странични листове, ако разстоянието S е $\lambda/2$. Странични листове се появяват при увеличаване на S, ако разстоянието между етажите стане около $0{,}65\ \lambda$, стойност, която е оптимална по отношение на максималното усилване. Нарастването на усилването обуславя едно намаляване на ъгъла на разтвора, едновременно с което възникват и няколко малки странични листове в диаграмата на насочено действие.

Има различни методи за синфазно възбуждане на една диполна колона. Най-известният е захранването чрез настроени полувълнови Лехерови линии. Една отворена двупроводна линия с дължина $\lambda/2$ трансформира съпротивлението в отношение 1 : 1. Тя обаче завърта фазата на приложеното високочестотно напрежение на 180°. Ако два успоредни полувълнови дипола, монтирани на разстояние $\lambda/2$ един над друг, са свързани, както е показано на фиг. 13.6*а*, те са възбудени противофазно. Това се вижда от стрелките за посоката на тока. Желаното синфазно възбуждане се постига едва тогава, когато полувълновата свърз-

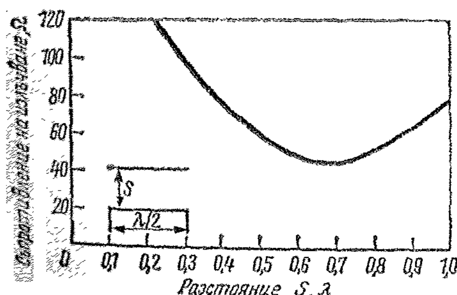


Фиг. 13.6. Възбуждане на два успоредни дипола; *a* — противофазно възбуждане на два успоредни дипола, разположени на λ/2 един от друг, *b* — синфазно възбуждане на два успоредни дипола, разположени на λ/2 един от друг, чрез кръстосване на свързващата линия, *c* — синфазно възбуждане на два успоредни дипола чрез некръстосана свързваща линия с дължина 1 λ

ваща линия се кръстоса (фиг. 13.6*b*). Ако двата дипола бяха свързани с линия, чиято електрическа дължина възлиза на 1 λ, нямаше да е нужно линията да се кръстосва, защото целовълновите *Лехерови* линии трансформират съпротивлението в отношение 1 : 1 и освен това не променят фазата на приложеното напрежение (фиг. 13.6 *c*).

Захранването в долния дипол (фиг. 13.6) е удобно от механична гледна точка, но по електрически съображения не е много благоприятно. Долният дипол, към който се свързва захранващата линия, получава енергия, така да се каже, „от първа ръка", докато за достигане на следващите по-горни етажи трябва да се изминат различно дълги пътища. Като последица от разликата във времето на разпространение се появява леко фазово изместване в разпределението на тока и напрежението, което най-често се изразява в едно нежелано повдигане на диаграмата на излъчване във вертикалната равнина (по-голям ъгъл на възвишение). Антената „поглежда нагоре" и пропусканата честотна лента се стеснява. Заради това диполните колони трябва да се захранват централно, в геометричната среда на колоната.

Вследствие на успоредното подреждане на синфазно възбудените диполи тяхното съпротивление на излъчване се променя в зависимост от разстоянието между етажите *S*. Както се вижда от фиг. 13.7, при два паралелни дипола съпротивлението на излъчване на всеки отделен дипол е 60 Ω, когато *S* е равно на 0,5 λ. При *S*=0,72 λ то спада на около 45 Ω и при разстояние *S*=1 λ нараства до 80 Ω. При късовълновите антени е възможно построяване на диполна колона от максимум два паралелни дипола. Напротив, в УКВ обхвата може да се етажират успоредни диполи в повече равнини.



Фиг. 13.7. Зависимост на съпротивлението на излъчване от разстоянието между етажите *S* на два синфазно възбудени успоредни дипола при максимум на тока във всеки отделен елемент

Възникващите при това трудности при захранването са разгледани в раздел 23.1.

13.3. Диполни групи

Обикновено се строят комбинации от диполни редици и диполни колони, при което фокусировката в *E*-равнината се постига чрез наличните диполни редици, а в *H*-равнината — чрез диполните колони. Такива конструкции се наричат *диполни стени* или *групови антени*. Тъй като диполните редици и диполните колони са двустранно излъчващи системи, често всеки полувълнов отрязък се снабдява с по един настроен захранван или незахранван рефлектор и така се получава едностранно насочено действие, едновременно с което и усилването на цялата система нараства с почти 3 dB. Ако диполите се поставят пред едно рефлекторно платно, усилването може да нарастне до около 7 dB. Сложни диполни комбинации могат да се реализират само в УКВ-обхвата (по механични съображения) и затова те са разгледани в разделите за УКВ антени.

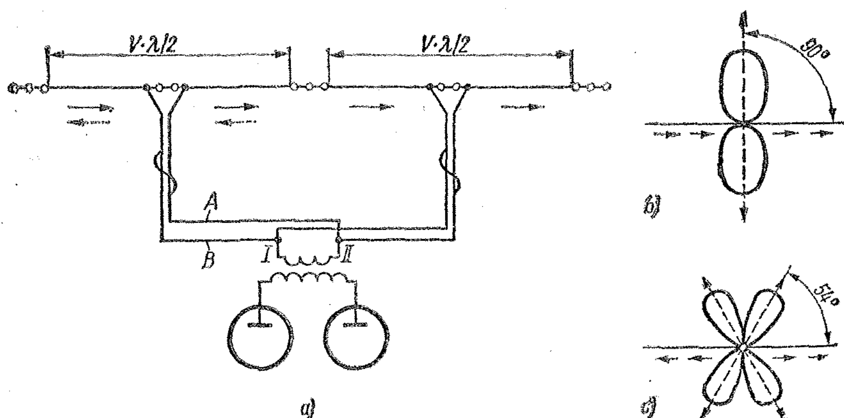
13.4. Практически конструкции на проводникови насочени антени

В късовълновия обхват са много популярни синфазно възбужданите диполи (като *насочени проводникови антени*). Те се използват като диполни редици, диполни колони или като малки комбинации от тях. При няколко форми на такива антени е възможно да се работи и в много обхвати, но всъщност, общо взето, тези антени са еднообхватни и работата в повече от един обхват винаги представлява компромис. Заради пространствените измерения на такива насочени излъчватели приложението им се ограничава само до високочестотните късовълнови обхвати (DX-обхвати).

13.1.4. Двоен дипол

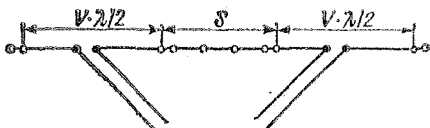
Най-простата диполна редица се състои от два колинеарни синфазно възбудени полувълнови дипола (фиг. 13.8). Особеност в този случай представлява това, че всеки дипол има собствена захранваща линия. Определено предимство е, че чрез превключване на захранващата линия може да се изменя характеристиката на насочено действие.

При синфазно възбуждане на двата дипола, както е нарисувано на фиг. 13.8 *b*, главните посоки на излъчване са перпендикулярни на оста на дипола, а усилването на антената е 1,8 dB. Чрез просто обръщане на едната от двете захранващи линии при бобината за връзка се постига противофазно за-



Фиг. 13.8. Двоен дипол с изменяема диаграма на насочено действие; *a* — изменение на диаграмата на излъчване чрез размяна на изводите A и B, *b* — диаграма на насочено действие при синфазно възбуждане (усилване 1,8 dB), *c* — диаграма на насочено действие при противофазно възбуждане (усилване 1,2 dB)

захранване на двата дипола и диаграмата на излъчване става като тази на целовълнова „дълга жица" (фиг. 13.8*c*) с усилване 1,2 dB. Ако съществува възможност двата дипола да се монтират на по-голямо разстояние *S* един от друг (фиг. 13.9), при синфазно възбуждане усилването на антената се увеличава. При $S=0{,}2\,\lambda$ усилването възлиза на 2,5 dB, при $S=0{,}3\,\lambda$ нараства на 3 dB и при разстояние между диполите от 0,4 до 0,6 λ достига максималната си стойност от около 3,2 dB.



Фиг. 13.9. Увеличаване на усилването на двойния дипол чрез увеличаване на разстоянието *S*

13.4.2. Антена на *Франклин*

Когато в редица се свържат повече от два синфазно възбудени диполи, получената конструкция се нарича антена на *Франклин*. Най-малката антена на Франклин се състои от 3 колинеарни дипола (фиг. 13.10*a*).

Входното съпротивление на тази система е равно на съпротивлението на излъчване (захранване в максимум на тока) и възлиза на малко повече от 300 Ω. Затова антената може да бъде захранвана направо с произволно дълга захранваща линия с вълново съпротивление 300 Ω.

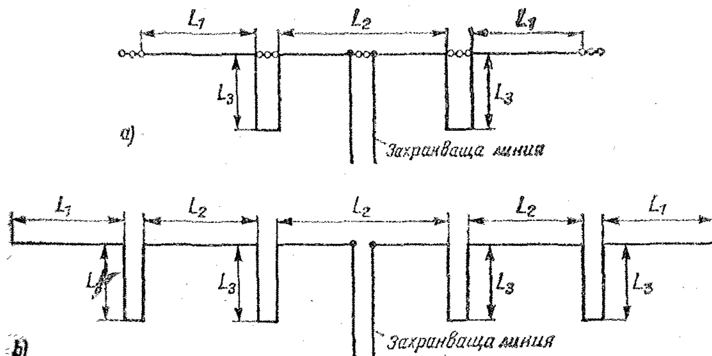
Средният дипол (L_2) е малко подълъг от двата външни дипола, защото при оразмеряването му е взето предвид, че той не е подложен на така наречения краеви ефект.

Резонасните дължини L_3 на двата затворени четвъртвълнови елемента са пресметнати за двупроводни линии с въздушна изолация и разстояние между проводниците около 10 cm (последното не е критично). Ако се използуват отрязъци от лентов кабел, трябва да се вземе под внимание коефициентът на скъсяване V (V≈0,8).

Теоретичното усилване на тази антена възлиза на 3,2 dB и се дължи изключително на увеличаването на степента на насоченост в хоризонталната равнина. Практически данни за оразмеряване на L_1, L_2 и L_3 могат да се вземат от таблица 13.1.

Ако описаната антена се усложни чрез добавяне на още два полувълнови отрязъка (фиг. 13.10*b*), теоретически усилването нараства на 5,4 dB, а съпротивлението в точките на захранването възлиза на около 500 Ω. Тази антена може да бъде захранена с произволно дълга двупроводна линия с вълново съпротивление 500 Ω.

Една такава антена би имала практическо значение за радиолюбителски връзки само тогава, когато би могло диполите да се монтират в една вертикална редица. В такъв случай вертикално поляризираната диполна редица ще излъчва във всички посоки като един



Фиг. 13.10. Антена на Франклин (оразмерена по данни от табл. 13.1); *a* — 3 колинеарни дипола, усилване 3,2 dB, *b* — 5 колинеарни дипола, усилване 5,4 dB

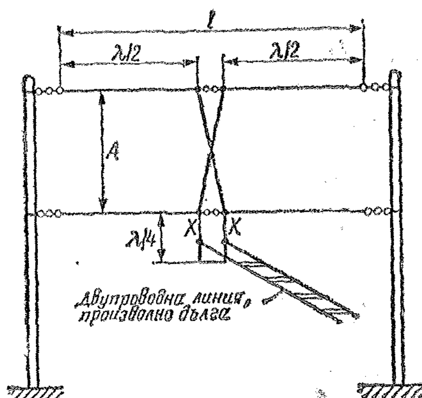
Таблица 13.1. Данни за оразмеряване на антена на Франклин (фиг. 13.10)

Обхват в m	Дължина L_1 в m	Дължина L_2 в m	Дължина L_3 в m
10	5,09	5,18	2,50
15	6,90	7,02	3,52
20	10,30	10,50	5,27
40	20,71	21,13	10,61
80	40,50	41,35	20,70

превъзходен излъчвател с кръгова диаграма в хоризонталната равнина, много малък ъгъл на възвишение и усилване 5,4 dB. За съжаление много рядко може да се реализира антена с такава височина. Резонансните дължини за описаните два вида антени могат да се вземат от таблица 13.1. Тъй като колинеарните диполи имат относително голяма ширина на пропусканата честотна лента, дадените в таблицата размери са пресметнати за средата на съответния любителски обхват. С това се осигурява приложимостта на антените в цялата честотна лента на всеки от обхватите.

13.4.3. Лейзи ейч (Lazy-H)

Шеговитото название „*мързеливият Хайнрих*" (англ. Lazy-H) произлиза от външния вид на тази проводникова антена (прилича на лежаща на една



Фиг. 13.11. „Лейзи ейч

страна буква H). Тя е показана на фиг. 13.11.

В случая се касае за една комбинация от диполна редица с два колинеарни дипола и диполна колона от два успоредни дипола. Разстоянието между етажите възлиза на λ/2. Благодарение на кръстосаната свързваща линия всички диполи са възбудени синфазно.

В този случай захранването се извършва чрез произволно дълга съгласувана двупроводна линия. Съгласуването на тази захранваща линия към високото съпротивление в точките на захранване на антената се постига чрез затворена четвъртвълнова линия (вж. раздел 6.6.).

Диаграмата на излъчване в хоризонталната равнина съответства на тази на целовълновия дипол (два колинеарни дипола). Главното излъчване има направление, перпендикулярно на надлъжната ос на проводника (странично излъчваща антена). Излъчването е двупосочно и би могло да се разчита на ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина около 60°. Вследствие на етажирането във вертикална посока се увеличава степента на насоченост и във вертикалната равнина. Поради това една диполна колона не е така чувствителна по отношение на височината на монтиране над земната повърхност, както една антена, разположена в една равнина; в съответствие с диаграмата на излъчване на диполната колона във вертикалната равнина само малка част от излъчения сигнал се насочва към земята, така че и отраженията от земната повърхност се появяват в ограничено количество (вж. раздел 3.2.2.1.). Въпреки това ъгълът на възвишение във вертикалната равнина, който е така важен за далечното разпространение на вълните, зависи от

Таблица 13.2. Данни за оразмеряване на „Лейзи ейч" (фиг. 13.11)

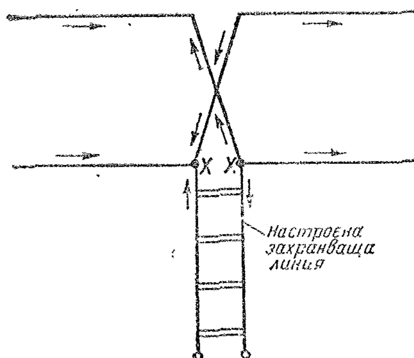
Обхват в m	Дължина l в m	Разстояние A в m	Теоретично усилване в dB
20	20,60	10,50 (1/2 λ)	5 6
		7,95 (3/8 λ)	4,3
		15,90 (3/4 λ)	6,3
15	13,90	7,10 (1/2 λ)	5,6
		5,33 (3/8 λ)	4,3
		10,70 (3/4 λ)	6,3
10	10,25	5,30 (1/2 λ)	5,6
		4,00 (3/8 λ)	4,3
		7,95 (3/4 λ)	6,3

височината на монтиране над земната повърхност и както за всяка друга антена и в този случай е в сила изискването антената да се монтира на възможно най-голяма височина. Най-добри резултати трябва да се очакват, когато долният етаж е разположен на височина λ/3 над земята, обаче и при по-малки височини все още може да се разчита на добра ефективност.

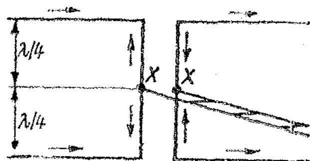
Усилването на описаната антенна система теоретически възлиза на 5,6 dB. То се променя в зависимост от разстоянието между етажите. Това е показано на таблица 13.2. На практика използуването на „Лейзи ейч" за установяване на любителски връзки винаги е по-изгодно от това на антена със същото усилване, разположена в една равнина. Това се дължи на голямата степен на насоченост в H-равнината при малък вертикален ъгъл на възвишението. При установяване на радиовръзки освен това се приема като много изгоден фактът, че хоризонталният ъгъл на разтвора от почти 60° позволява да се покрие почти 1/3 от целия кръг при голямо усилване на антената (в двете посоки). Общо взето, се предпочита разстояние между етажите, равно на λ/2. При по-малки разстояния между етажите се получава по-малко усилване, а при по-големи — по-голямо усилване. Таблица 13.2 дава разяснения за дължината на излъчвателя, разстоянията между етажите и теоретическото усилване на антената за DX-обхватите 20, 15 и 10 m.

Антената „Лейзи ейч" може да се захрани по различни начини. Механически и електрически най-просто е да се осъществи захранване чрез настроена линия в долната равнина (фиг. 13.12). От нарисуваните стрелки за посоката на тока може да се разбере, че всички диполи са възбудени синфазно. Недостатък на този вид захранване е, както беше вече споменато, че поради разликата във времето на разпространение двете диполни равнини не могат да се възбудят съвсем едновременно. Заради това вертикалният ъгъл на възвишение може да стане малко по-голям. Друг недостатък е този, че загубите в една настроена захранваща линия са винаги малко по-големи от тези на една съгласувана линия.

На фиг. 13.13 е показано захранване в центъра, при което двете равнини се възбуждат симетрично. Така отпада и малко трудното за механично реализиране кръстосване на свързващата



Фиг. 13.12. Антена „Лейзи ейч" с настроена захранваща линия

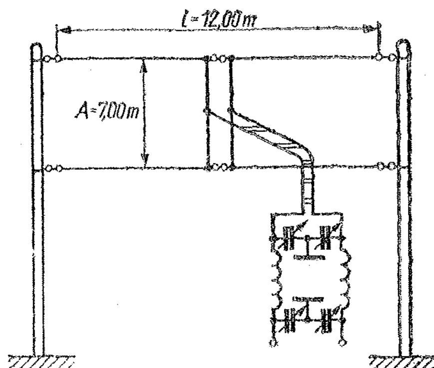


Фиг. 13.13. Антена „Лейзи ейч" с централно захранване

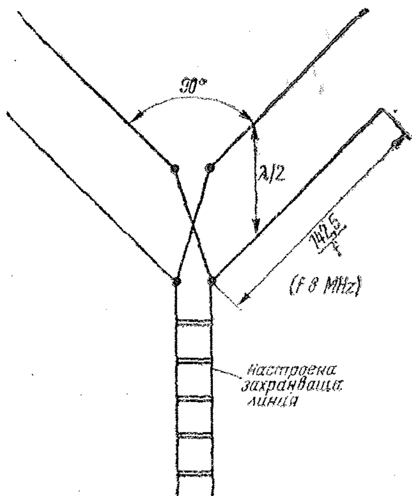
линия. Чрез захранването в средата на полувълновата свързваща линия последната се разделя на два четвъртвълнови отрязъка, при което към всяка равнина на излъчвателите трябва да се счита за свързана по една четвъртвълнова линия. Така може да си представим, че във всяка равнина е разположен по един целовълнов дипол с четвъртвълнов трансформатор (вж. раздел 6.5.). Ако за входното съпротивление на целовълновия дипол с голямо отношение дължина/диаметър на проводника се приеме една стойност от около 4000, и четвъртвълновата линия се оразмери така, че да има вълново съпротивление Z около 600 Ω, то стойността на импеданса Z_E, трансформирана към точките на захранване XX, може да се изчисли лесно от (6.6).

Ако в уравнение (6.6) се заместят приблизително правилно приетите стойности, се получава $Z_E = 600^2 : 4000 = 90\,\Omega$.

Тъй като двете равнини са свързани паралелно в точките XX, съпротивленията също са свързани паралелно, така че вълновото съпротивление на



Фиг. 13.14. Антена „Лейзи ейч" за работа на три обхвата



Фиг. 13.15. Етажирани целовълнови ъглови диполи с кръгова диаграма на излъчване в хоризонталната равнина и повишена степен на насоченост във вертикалната равнина

съгласуваната захранваща линия трябва да бъде не 90 Ω, а само 45 Ω. Затова би било възможно захранването да стане чрез коаксиален кабел с вълново съпротивление 50 Ω.

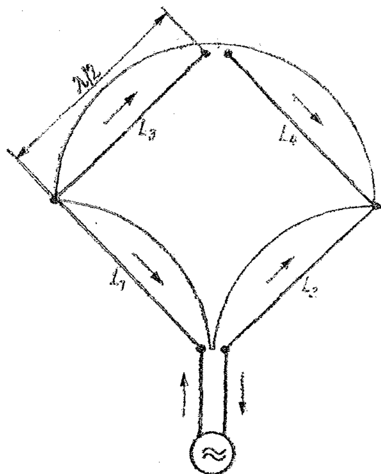
Общо взето, и при захранване в центъра се предпочита използването на настроена захранваща линия, защото с нея, като компромис може да се работи и в повече от един обхват. Трябва да се внимава и за това захранващата линия да се отведе под прав ъгъл на възможно най-голямо разстояние от точките XX.

На фиг. 13.14 е показана една антена „Лейзи ейч" с нанесени размери за работа на 10, 15 и 20 m. Тази антена е оразмерена за резонанс в обхвата 15 m. Тя *трябва* да работи с настроена захранваща линия съвместно с един *Колинс-филтър*.

13.4.3.1. *Етажиран целовълнов дипол*

Ако двете рамена на диполите на една антена „Лейзи ейч" се сгънат на около 90°, получава се етажиран целовълнов ъглов дипол, който е много интересен за любителите заради характеристиката си на насочено действие (фиг. 13.15).

Според казаното в раздел 10.4.1. един целовълнов дипол, сгънат на 90°, има приблизително кръгова диаграма на излъчване в хоризонталната равнина (вж. фиг. 10.31*b*3). Ако в диполна колона се подредят два или повече такива диполи, кръговата диаграма на насочено действие в хоризонталната равнина се запазва напълно. Чрез увеличаване на степента на насоченост във вертикалната равнина се постига съответното усилване на антената. При две етажирани диполни равнини — т. е. при сгънатата „Лейзи ейч" — може да се разчита на усилване от около 3 dB. Всички данни за „Лейзи ейч" могат да се пренесат за неговата ъглова версия. Диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина, която се получава при други ъгли на сгъване, може да се види от фиг. 10.31. Етажирането не изменя тези диаграми.



Фиг. 13.16. Разпределение на тока в антена „бискуер"

13.4.3.2. *Бискуер (Bisquare)*

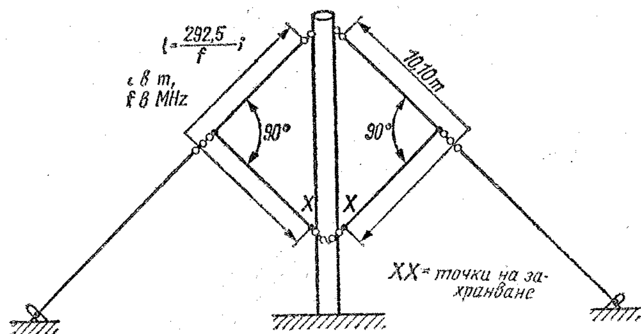
Така нареченият *бискуер* представлява проста, но малко известна двупосочно излъчваща проводникова антена. Въпреки че няма външна прилика с „Лейзи ейч", той представлява една опростена, но директно произлизаща от „Лейзи ейч" конструкция. На фиг. 13.16 е показана електрическата схема на една антена бискуер. Четирите страни на квадрата L_1, L_2, L_3 и L_4 имат дължина λ/2. Фазата на токовете е означена чрез стрелките за посоката на тока. От тях се вижда, че сгъването на отрязъците на излъчвателя под прав ъгъл причинява синфазно възбуждане на полувълновите отрязъци от L_1 до L_4 (всички върхове на стрелките сочат надясно). При това L_1 и L_2 могат да се разглеждат като долна, а L_3 и L_4 — като горна равнина. Следователно по електрическа схема и начин на действие бискуерът съответствува напълно на „Лейзи ейч". Усилването на един бискуер е малко по-малко от това на „Лейзи ейч", защото бискуерът има по-малка площ. За сметка на това обаче за него е необходима само една носеща мачта, докато за „Лейзи ейч" са необходими две опорни мачти.

Монтажната схема на бискуера е показана на фиг. 13.17. На фигурата са нанесени размерите, пресметнати за резонанс в обхвата 10 m. Бискуерът се използува главно в този обхват, защото в този случай е достатъчна мачта с дължина 10 m. Точките на захранване на антената тогава се намират все още на повече от λ/4 от повърхността на земята и така се изпълнява изискването: разстояние от земната повърхност ≧λ/4.

Съпротивлението в точките на захранването е голямо (максимум на напрежението). Затова бискуерът найчесто се възбужда чрез настроена захранваща линия. Той може да се използува едновременно и като вертикално поляризиран полувълнов излъчвател при двойно по-малка работна честота.

Досега описаните проводникови антени бяха двупосочно излъчващи. Ако главното излъчване се концентрира в една посока, като за целта голяма част от излъчването в обратна посока се отрази напред, може чрез сумирането на частите на излъчването да се постигне по-голямо усилване на антената. Излъчвателите, които излъчват максимално в *една* посока, се наричат еднопосочно излъчващи. Съществуващото отношение между излъчването напред и все още наличното излъчване в обратна посока се нарича затихване на сигнала в обратна посока.

Прави се разлика между *захранвани* рефлектори и *незахранвани* рефлектори. Последните се наричат *пасивни*

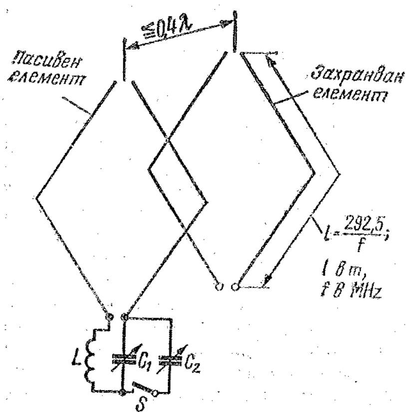


Фиг. 13.17 Антена „бискуер"

рефлектори; за първи път те са предложени от японците *Х. Яги* и *С. Уда*. Двамата първи са работили с рефлектори и директори, които действуват единствено чрез връзката посредством излъчването.

Описаният двупосочно излъчващ бискуер може да бъде превърнат в еднопосочно излъчващ двоен бискуер чрез поставяне на един пасивен елемент (фиг. 13.18). Захранваният елемент се възбужда чрез настроена двупроводна линия. Пасивният елемент е разположен на разстояние $\leq 0,4\ \lambda$ (не е критично) и чрез превключване може да се използува или като директор, или като рефлектор.

Настройката на пасивния елемент за действие като рефлектор или директор се извършва чрез включения към него *LC*-кръг. Правилните стойности за L, C_1 и C_2 трябва да се определят



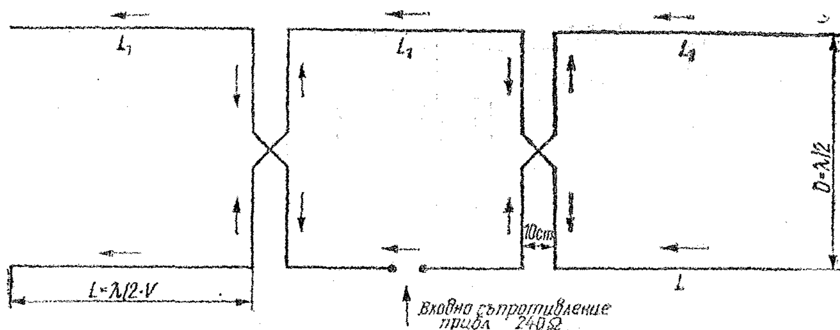
Фиг. 13.18. Еднопосочно излъчващ „бискуер"

опитно. Целесъобразно е дължините на страните на пасивния елемент да бъдат малко по-малки от тези на страните на захранвания (активния) елемент, за да може пасивният елемент да се настрои и като директор.

Настройка

Прекъсвачът S се отваря и с C_1 пасивният елемент се настройва така, че да действува като директор, т. е. максималното излъчване от захранвания елемент е в посока на пасивния елемент; тогава S се затваря и с C_2 се настройва, докато се постигне максимално добро действие като рефлектор, без да се изменя отново стойността на C_1. С това посоката на главния лъч се завърта на 180° в хоризонталната равнина. Получените стойности за кондензаторите по-нататък не се изменят. По време на работа изменянето на характеристиката на насочено действие става единствено чрез отваряне (пасивният елемент действува като директор) или затваряне (пасивният елемент действува като рефлектор) на прекъсвача. Последният може да бъде командуван дистанционно с помощта на реле.

Нарастването на усилването, дължащо се на пасивния елемент, достига до около 3 dB. Това нарастване съществува и тогава, когато антената се възбужда с двойно по-малка честота и работи като полувълнов вертикален излъчвател. Пасивният елемент в този случай е разположен на разстояние 0,2 λ от активния и по този начин неговото действие като рефлектор съответно директор се запазва. Находчи-



Фиг. 13.19. Модифицирана H-образна антена

вите радиолюбители могат да намерят начин да използуват съществуващата мачта на бискуера и за други антенни системи. Би могло например перпендикулярно на единия бискуер да се постави втора аналогична антена, като се използува същата мачта, с което се облъчват посоките, намиращите в нулевите зони на първата антена. Едновременно с това мачтата е укрепена с обтяжки в четири посоки. Остава още място, което може да се използува за антена *T2FD* (вж. раздел 12.2.), за подходящ скъсен дипол за 80/40 m (фиг. 10.27) или за една проводникова пирамида за обхвата 40 m (фиг. 10.30). Накрая, на върха на мачтата може да се постави един вертикален пръчковиден излъчвател или насочена антена за обхвата 2 m.

13.4.3.3. *Модифицирана H-образна антена*

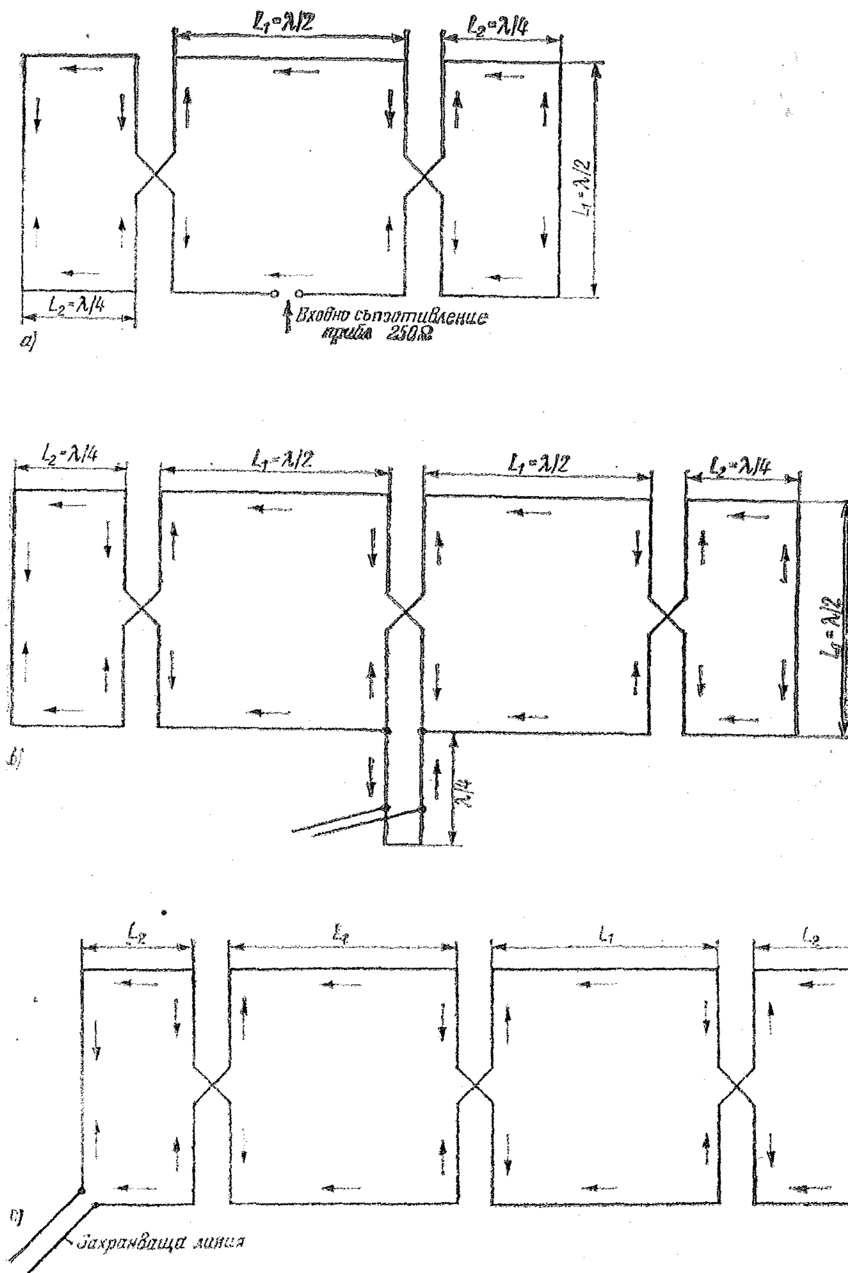
Описаната по-долу странично излъчваща антена представлява вариант на „Лейзи ейч", при който са комбинирани 3 колинеарни дипола с една диполна колона, така че се получават общо 6 захранени полувълнови елемента. Практически става дума за „Лейзи ейч", която е допълнена с два елемента. Ъгълът на разтвора във вертикалната равнина не се променя, но листовете в диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина стават по-тесни и усилването на антената нараства до около 7 dB.

Тази насочена антена е показана на фиг. 13.19. Долната редица диполи би трябвало да се окачи свободно наймалко на височина λ/2 над повърхността на земята. Практическите размери на модифицираната „Лейзи ейч" и на следващата антена на Щерба са дадени в таблица 13.3.

Входното съпротивление на антената възлиза на около 240 Ω, затова тя може да се захрани направо с произволно дълъг УКВ лентов кабел.

Таблица 13.3. Данни за оразмеряване на антени на Щерба и на модифицирани „Лейзи ейч"

Работна честота в MHz	Дължина L_1 в m	Дължина L_2 в m
7,0	21,34	10,67
7,05	21,16	10,58
14,0	10,67	5,33
14,2	10,54	5,27
21,0	7,09	3,55
21,2	7,02	3,51
28,0	5,36	2,68
29,0	5,18	2,59



Фиг. 13.20. Антени на Щерба; *a* — обикновена форма, 4 елемента, *b* — усъвършенствувана антена с централно захранване, 6 елемента, *c* — 6 елемента, захранвани в края

13.4.3.4. *Антена на Щерба*

Антената на *Щерба* спада също към групата на двупосочните странично излъчващи антени. Тя представлява усъвършенствувана конструкция на „Лейзи ейч". Досега радиолюбителите рядко са използували този излъчвател, защото за него е необходимо много място и защото при по-големи системи ъгълът на разтвор в хоризонталната равнина става извънредно малък. Антената на Щерба има известно значение като антена за служебни радиовръзки, но само в специални случаи. Погледнато откъм точките на захранване, тя се състои от един непрекъснат проводник. Така се създава напр. възможност със силен ток да се разтопи леденото покритие на заледената антена.

На фиг. 13.20*a* е показана схемата на една обикновена антена на Щерба, която с четирите си елемента съответствува на „Лейзи ейч" (двата четвъртвълнови отрязъка във всяка от равнините се разглеждат като един полувълнов дипол). Усилването на една такава обикновена антена е същото, както на „Лейзи ейч". На фигура 13.20*c* е показана конструкция с 6 елемента. Тя отговаря на модифицираната H-образна антена, но се отличава с малко по-голямото си усилване (8 dB).

Антените на Щерба могат да се направят произволно големи чрез добавяне на полувълнови елементи със съответните фазовъртящи линии.

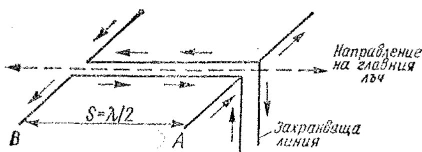
Простата антена на Щерба (фиг. 13.20*a*) се захранва в максимум на тока. Входното съпротивление е около 250 Ω, затова тя може да се възбуди чрез произволно дълги УКВ лентови кабели. При усъвършенствуваната конструкция (фиг. 13.20*b*) точката на захранване е разположена в максимум на напрежението и следователно входното съпротивление е голямо. Препоръчва се използуването на настроена захранваща линия или още по-добре, както е начертано — на четвъртвълнов съгласуващ шлейф, с който се извършва съгласуване към каква да е ненастроена захранваща линия. Още по-лесно е тази антена да се захрани в максимум на тока, както е показано на фиг. 13.20*c* (захранване в края на антената). В такъв случай входното съпротивление е около 300 Ω. Размерите на антените на Щерба могат да се вземат от табл. 13.3.

Описаните в раздел 13.4.3. антени с равнинно подреждане на елементите се срещат в литературата на английски и немски език и под названието Curtain-антени (curtain = завеса). Това название произлиза от външния вид на антените и е равнозначно на българския термин антенно платно.

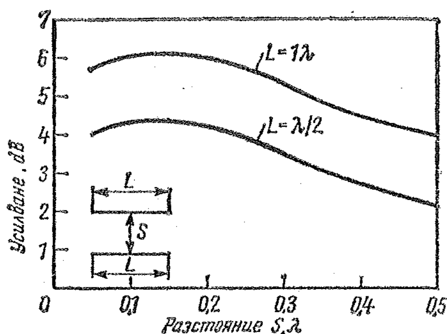
14. Надлъжно излъчващи диполни конструкции

Успоредни диполи, които се възбуждат с различна фаза, излъчват предимно в направление на най-големия надлъжен размер на антената. Те се означават с обобщеното название *надлъжно излъчващи антени*. Усилването и насоченото действие на надлъжните излъчватели се определят от разстоянието между успоредните елементи и тяхната относителна фаза. Най-известната форма на надлъжен излъчвател е антената на *Яги*. На фиг. 14.1 е показана една проста надлъжно излъчваща система. Двата дипола А и В са разположени на разстояние λ/2 успоредно един на друг и са свързани посредством една полувълнова двупроводна линия. От начертаните стрелки за посоката на тока може да се разбере, че диполът А е възбуден с фазова разлика 180° спрямо дипола В. Начинът на действие на тази конструкция би могъл да се представи приблизително по следния начин: диполът А отразява излъчването на дипола В и обратно. Излъчването се сумира съответно изважда векторно в зависимост от разстоянието S и фазовата разлика на сигналите, с които са възбудени диполите А и В. От това се получава едно усилено двупосочно излъчване, което има посока, съвпадаща с направлението на свързващата двупроводна линия.

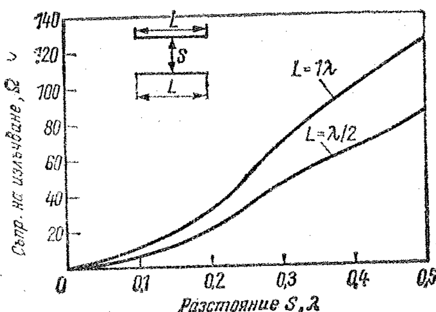
От фиг. 14.2 може да се види усилването на антената по отношение на това на един обикновен полувълнов дипол. усилването се получава вследствие на насоченото излъчване. При това се предполага, че двата дипола са възбудени с фазова разлика 180°. Максимално възможното теоретично усилване 4,3 dB се получава, когато два полувълнови дипола се разположат на разстояние 0,15 λ един от друг. Ако в системата се използват целовълнови диполи, теоретичното максимално усилване при същото разстояние между диполите нараства до около 6,1 dB.



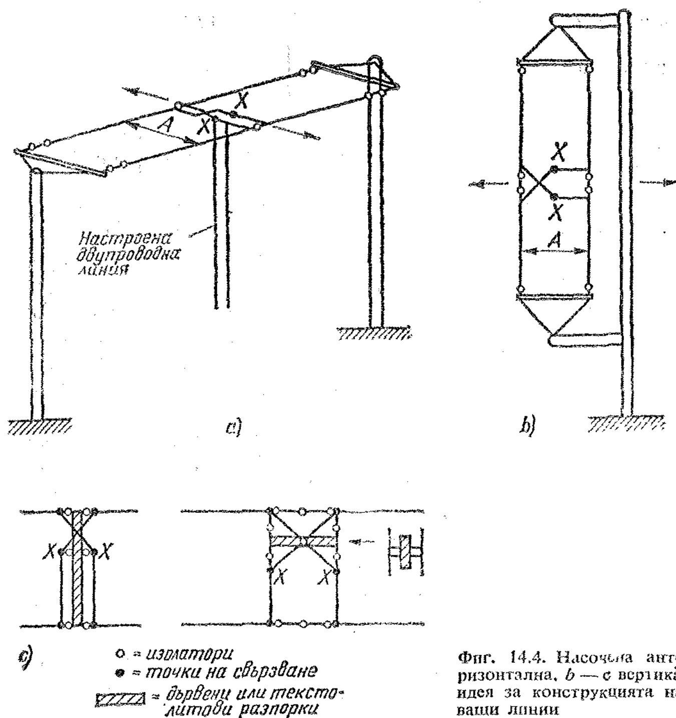
Фиг. 14.1. Възбуждане и разпределение на тока на надлъжно излъчваща антена



Фиг. 14.2. Усилване на два успоредни дипола с дължина λ/2 или 1 λ, възбудени противофазно в зависимост от разстоянието S



Фиг. 14.3. Зависимост на съпротивлението на излъчване на дипол от система, образувана от два дипола с дължина λ/2 или 1 λ с противофазно възбуждане от разстоянието S



Фиг. 14.4. Насочена антена *W8JK*; *a* — с хоризонтална, *b* — с вертикална поляризация, *c* — идея за конструкцията на кръстосаните свързващи линии

При разглеждане на съпротивлението на излъчване, което се измерва в максимум на тока на дипола (фиг. 14.3), се забелязва, че при същата система съпротивлението на излъчване е много малко (от 12 до 20 Ω) при максимално усилване на антената. Това означава, че в антенния проводник протичат големи токове, затова се увеличават изчисляваните по формулата I^2R загуби. По тази причина не може да се достигне максимално възможното теоретично усилване; практически усилването е с около 1 dB по-малко.

Конструирани са различни варианти на надлъжно излъчващи антени, които се различават главно по начина на възбуждане на съдържащите се в тях елементи.

14.1. Насочени антени *W8JK*

Една от известните надлъжно излъчващи антени — *W8JK* — е разработена от *Краус*. На фиг. 14.4 е показан външният вид на антената с хоризонтална (фиг. 14.4*a*) и вертикална (фиг. 14.4*b*) поляризация. Главните посоки в диаграмата на насочено действие на тази двупосочно излъчваща система са показани със стрелки.

Антените *W8JK* могат да работят с различни големини и захранване. Разстоянието А винаги възлиза на λ/4 до λ/8, а фазовото изместване — на 180°.

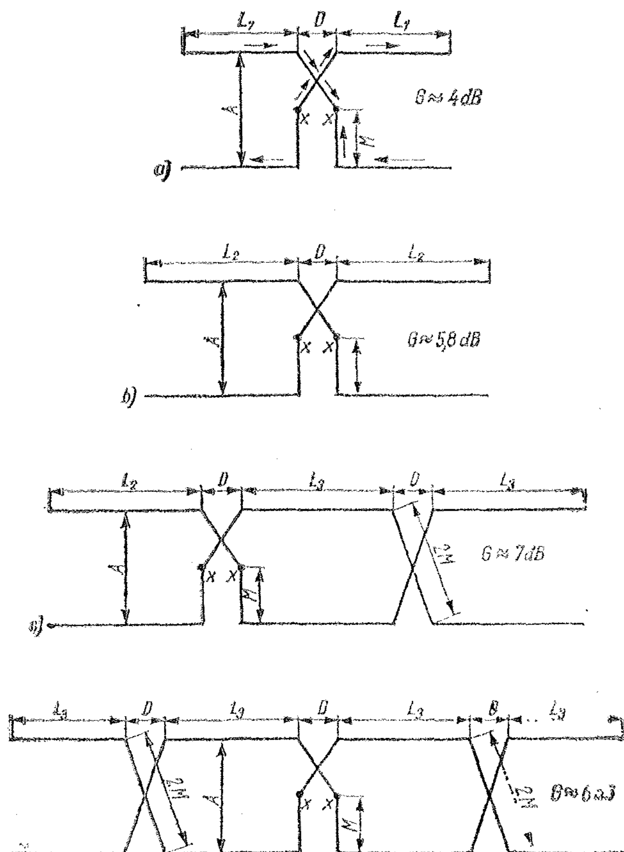
Възможно най-малката антена *W8JK* съдържа два успоредни полувълнови дипола (фиг. 14.5*a*). При следващата по големина антена полувълновите диполи са заместени с целовълнови. Такава антена се означава като *W8JK* с две секции. Възможно е да се реализират конструкции с 3, 4 или повече секции, но те се използват съвсем рядко (фиг. 14.5*c* и *d*).

От таблица 14.1 и фиг. 14.5 могат да се видят всички размери за насочените излъчватели *W8JK* с различна големина. Теоретичното усилване на тези антенни системи е дадено на фиг. 14.5.

Антената *W8JK* с една секция (раз-

Таблица 14.1. Данни за оразмеряване на антени W8JK (фиг. 14.5)

Честотен обхват в kHz	Разстояние A		Дължини			Съгласуващ шлейф			
	в λ	в m	L_1 в m	L_2 в m	L_3 в m	M в m	D в m	S в m	B в m
7000—7150	0,125	5,28	10,36	18,29	16,05	2,69	1,22	7,93	1,22
14000—14350	0,125	2,64	5,18	9,14	8,03	1,35	0,61	3,96	0,61
	0,15	3,18	5,18	9,14	7,70	1,63	0,61	3,66	0,61
	0,20	4,24	5,18	9,14	6,96	2,18	0,61	3,05	0,91
	0,25	5,29	5,18	9,14	6,30	2,69	0,61	2,44	1,22
21000—21450	0,15	2,13	3,50	6,17	5,20	1,09	0,51	2,88	0,40
	0,25	3,55	3,50	6,17	4,26	1,82	0,51	2,06	0,80
28000—29000	0,15	1,58	2,59	4,57	3,84	0,81	0,46	2,13	0,30
	0,25	2,64	2,59	4,57	3,15	1,35	0,46	1,52	0,60
29000—30000	0,15	1,53	2,51	4,42	3,71	0,79	0,46	2,13	0,30
	0,25	2,54	2,51	4,42	3,05	1,32	0,46	1,52	0,60



Фиг. 14.5
Схеми на антени *W8JK*; *a* — 1 секция с два елемента, *b* — 2 секции с 4 елемента, *c* — 3 секции с 6 елемента, *d* — 4 секции с 8 елемента (данни за оразмеряването са дадени в табл. 14.1)

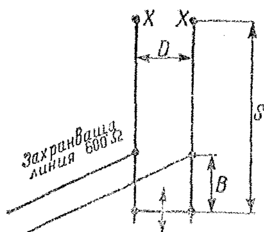
стоянието A е $\lambda/8$) може да се използува едновременно и за двойно по-голяма работна честота като антена с две секции и разстояние A, равно на $\lambda/4$. Ако захранването става чрез настроена захранваща линия, възможно е още и възбуждане с четвъртата хармонична на работната честота. Наистина тогава колинеарните диполи сами за себе си вече не са възбудени синфазно и диаграмата на излъчване в хоризонталната равнина придобива формата на четирилистна детелина (фиг. 11.1*a*). Антените *W8JK*, захранвани в центъра си, се възбуждат в точките XX, където има максимум на напрежението. Ако се предпочете използуването на съгласувани захранващи линии, напр. една произволно дълга двупроводна линия с вълново съпротивление 600 Ω, която се отличава с особено малки загуби, най-добре е съгласуването да се извърши чрез четвъртвълнов съгласуващ шлейф (раздел 6.6.). Четвъртвълновият шлейф, даден на края на късо, се свързва към точките на захранване на антената XX (фиг. 14.6). В табл. 14.1 са дадени размерите на антената и приблизителното разположение на точките на свързване на една съгласувана двупроводна линия с вълново съпротивление 600 Ω (размерите S и B са показани на фиг. 14.6).

За да се улесни настройката, мостчето за късо съединение в края на съгласуващия шлейф трябва да може да се премества. Затова е целесъобразно размерите на съгласуващия шлейф да се изберат малко по-големи от тези, които са дадени в табл. 14.1.

Ако се предпочете захранване чрез произволно дълъг коаксиален кабел, съгласуващият шлейф трябва да се изработи така, че в точките *ZZ* да съществува импеданс от 240 до 300 Ω. Тогава към антената може да се свърже съвсем правилно произволно дълъг коаксиален кабел, като се използува един симетриращ шлейф (раздел 7.5.).

14.1.1. Антена *W8JK* с шлейфвибратори

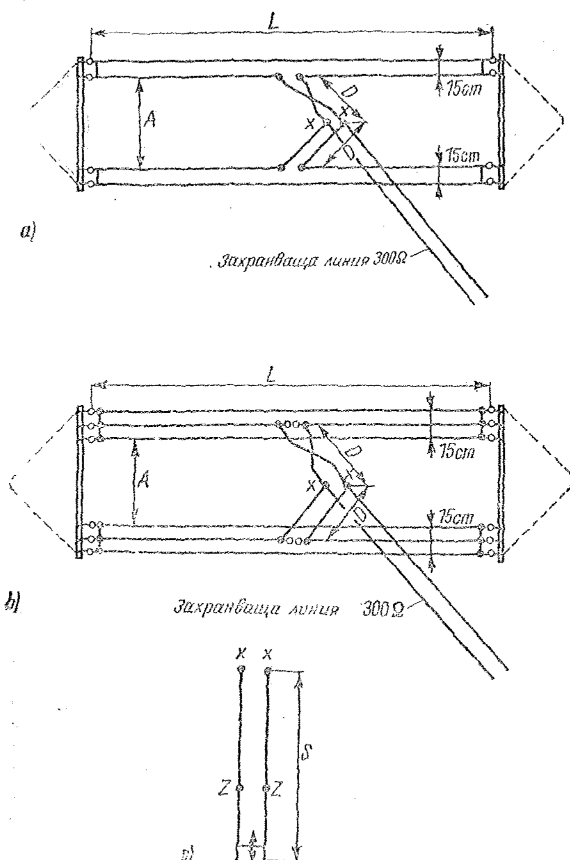
Когато диполите на една обикновена антена *W8JK* (една секция) представляват шлейфвибратори, съпротивлението на излъчване е по-голямо и широчината на пропусканата честотна



Фиг. 14.6. Съгласуващ шлейф за антена *W8JK* (данни за оразмеряването са дадени в табл. 14.1)

лента нараства. Тъй като в антената протичат малки токове, загубите в проводниците също са по-малки и с това нараства коефициентът на полезно действие на антената, сравнен с този на една *W8JK* с прави диполи. При *W8JK* с шлейфвибратори може да се постигне почти максимално възможното теоретично усилване. Шлейфвибраторите не допускат възбуждане с висши хармонични и затова тези антени могат да се използуват само в обхвата, за който са оразмерени.

На фиг. 14.7 са показани конструкции с обикновени и двойни шлейфвибратори (фиг. 14.7*b*). Съответните данни за оразмеряване могат да се вземат от табл. 14.2. Трябва специално да се отбележи, че при конструкцията с обикновени шлейфвибратори (фиг. 14.7 *a*) централната свързваща четвъртвълнова линия е изработена от лентов кабел с вълново съпротивление 240 Ω. Когато са пресмятани дължините на тези линии (табл. 14.2), е взет пред вид коефициент на скъсяване *V*, равен на 0,82. Едната от двете линии D е кръстосана. Това се постига просто чрез усукване на линията на 180°. Всяка от двете линии D действува като четвъртвълнов трансформатор (вж. раздел 6.5.), така че в точките на захранване XX съществува импеданс от около 500 Ω. В такъв случай антената може да бъде захранена с произволно дълга двупроводна линия с вълново съпротивление 500 Ω. Ако линиите D са направени от лентов кабел с вълново съпротивление 300 Ω, към точките XX се трансформира един импеданс от около 750 Ω. Възможно е и захранване чрез произволно дълъг коаксиален кабел. За целта в XX трябва да се включи един съгласуващ шлейф (фиг. 14.7*c*),



тейфвибра-
шлейфвиб-
изработен
ълново съи
) — с двой-
линиите D-
нтов кабел
ение 300 Ω,
þ за a и ,b

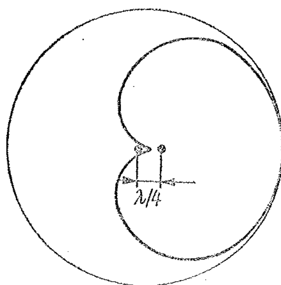
чиято дължина S може да се вземе от табл. 14.2. Върху съгласуващия шлейф трябва да се намерят точките ZZ, в които импедансът възлиза на 240 Ω. Там се свързва полувълнов симетриращ шлейф и към него — коаксиалният кабел.

При конструкциите с двоен шлейф-вибратор съотношението на импедансите е малко по-друго. Двете свързващи линии D, едната от които също така е кръстосана, са изработени от лентов кабел с вълново съпротивление 300 Ω. Коефициентът на скъсяване

Таблица 14.2. Данни за оразмеряване на антена W8JK с шлейфвибратори (фиг. 14.7)

Обхват в MHz	Разстояние A, m	Дължини L, m	Дължини D, m	Съгласуващ шлейф S, m
7	6,61	19,61	8,74	10,50
14	3,53	9,80	4,37	5,25
21	2,30	6,56	2,90	3,53
28	1,55	4,73	2,17	2,55

на този кабел при пресмятане на дължините, дадени в табл. 14.2, е приет равен на 0,82. В точките XX съществува импеданс от около 300 Ω и антенната система може да бъде захранена направо чрез произволно дълъг лентов кабел с вълново съпротивление 300 Ω. Ако линиите D са направени от лентов кабел с вълново съпротивление 240 Ω, излъчвателят може да се възбуди в точките XX направо чрез една съгласувана линия с вълново съпротивление 240 Ω. И в двата случая освен това съществува възможността в точките XX да се включи полувълнова симетрираща линия и тогава антената може да се захрани чрез произволно дълъг коаксиален кабел.



Фиг. 14.8. Диаграма на насочено действие (кардиоида) на надлъжно излъчваща антена с два успоредни дипола; разстояние между диполите 1/4 λ, възбуждане с фазова разлика 90° (важи и за разстояния 3/8 λ и фазова разлика 45°, както и за разстояние 1/8 λ и фазова разлика 135°)

14.2. Надлъжно излъчващи антени с едностранна характеристика на насочено действие

Ако два успоредни дипола се възбудят с еднакви по размах, но изместени един спрямо друг по фаза токове, при определени разстояния между диполите и фазови разлики между токовете диаграмата на насочено действие придобива ясно изразен максимум в една от посоките. Ако разстоянието между успоредните диполи възлиза на λ/4 и те се възбудят с фазова разлика 90°, диаграмата на насочено действие получава формата на кардиоида. Същият ефект на насочено действие съществува и при разстояние между диполите 3/8 λ и фазово изместване 45°, както и при разстояние 1/8 λ и фазово изместване 135°.

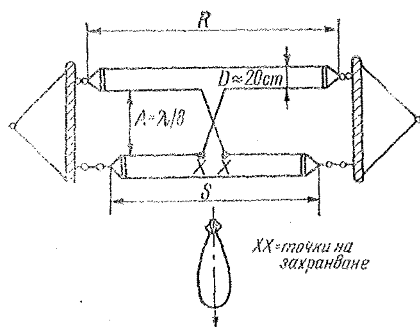
При захранваните елементи желаното фазово изместване се постига, като вторият дипол се възбужда чрез симетриращ шлейф, чиято електрическа дължина съответствува на необходимия фазов ъгъл (вж. фиг. 1.1). Когато една линия има например електрическа дължина λ/4, тя предизвиква фазово изместване 90° (λ/4 е равно на 1/4 от пълния период, т. е. 1/4 от 360°=90°).

Полетата на двата успоредни дипола, възбудени с фазова разлика 90°, се сумират в определени направления, т. е. в тези точки от пространството, в които фазовата разлика между двете полета възлиза на 360° (синфазност). Там, където съществува фазово изместване от 180° (противофазност), полетата се компенсират взаимно. Разпределението на максимума на излъчването, на пълното компенсиране на излъчването и на междинните стойности дава характеристиката на насочено излъчване. При разстояние между диполите λ/4 и фазово изместване 90° тя, както беше споменато, има формата на кардиоида (фиг. 14.8). От фигурата се вижда, че ъгълът на разтвора в посоката на излъчване е голям, а излъчването в обратна посока — незначително.

По-долу са описани типични представители на еднопосочните надлъжно излъчващи антени със захранван рефлектор.

14.2.1. Антена ZL-Special

Тази антенна система (фиг. 14.9) прилича външно на антената *W8JK*, изградена с шлейф-вибратори (вж. фиг. 14.7*а*). Тя обаче се различава от нея по начин на действие. Шлейф-вибраторът R, който служи като рефлектор, е с около 5% по-дълъг от излъчвателя S. Разстоянието излъчвател-рефлектор възлиза на λ/8. Кръстосаната свързваща линия с дължина λ/8 причинява възбуждане на рефлектора с изместване на сигнала по фаза на 135°. Електрическата дължина на линията (λ/8) създава изместване на фазата на 45°; тъй като линията е кръ-



Фиг. 14.9. Антена ZL-Special

стосана, фазата се изменя с още 180°. Така се получава едно фазово изместване 180°—45°=135°.

Както е показано на фиг. 14.9, главното излъчване е перпендикулярно на равнината на проводниците и е еднопосочно, с направление от рефлектора към излъчвателя. Усилването на антената в направлението на главния лъч възлиза на около 5 dB при затихване на излъчването в обратна посока от около 20 dB.

Импедансът в точките на захранването XX е около 90 Ω. При все още приемлив коефициент на стоящи вълни е възможно да се използува за захранване коаксиален кабел (напр. тип 70-10-1), като трябва да се препоръча симетриране на кабела. Възможно е да се използува и екранирана линия с вълново съпротивление 120 Ω (напр. тип 120 D10-1). От електрическа гледна точка най-правилно е в точките XX да се включи четвъртвълнов трансформатор (вж. раздел 6.5.), изработен от лентов кабел с вълново съпротивление 240 Ω. В долния му край се получава импеданс над 600 Ω и там може да се свърже произволно дълга двупроводна линия с въздушна изолация и вълново съпротивление 600 Ω. Тя се отличава с особено малки загуби.

Антените, изградени от шлейфвибратори, могат да се използуват за работа само в един обхват. Чрез аксиално превъртане на хоризонтално окачената антенна система направлението на главния лъч може да се измени със 180°. Най-често обаче това е свързано с редица затруднения от механичен характер. Антената може да бъде окачена и отвесно, като при това запазва своята ефективност. Чрез съответно завъртане около вертикалната ос може да се излъчи сигнал във всички посоки и при максимално усилване.

Двата шлейфвибратора се произвеждат от обикновени антенни многожилни проводници. За късовълновите любителски обхвати разстоянието D може да бъде около 20 cm. Възможно е изработване на цялата антена от обикновен УКВ лентов кабел; наистина в този случай трябва да се разчита на по-малка мощност. Всички размери за дължина трябва да се умножат с коефициента на скъсяване на лентовия кабел, при което трябва да се имат предвид конструкциите, описани в раздел 10.1.4. Тъй като свързващата линия към рефлектора става с около 20% по-къса, разстоянието A неизбежно намалява до 1/10 λ. Това обуславя деформиране на характеристиката на диаграмата на насочено действие и спадане на входното съпротивление до около 60 Ω. Следователно в един такъв компромисен случай антената може да бъде захранена направо чрез коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω.

Таблица 14.3 съдържа всички необходими размери за построяването на антени ZL-Special (фиг. 14.9). Стойностите, дадени в скоби, важат за

Таблица 14.3. Данни за оразмеряване на антени ZL-Special (фиг. 14.9)

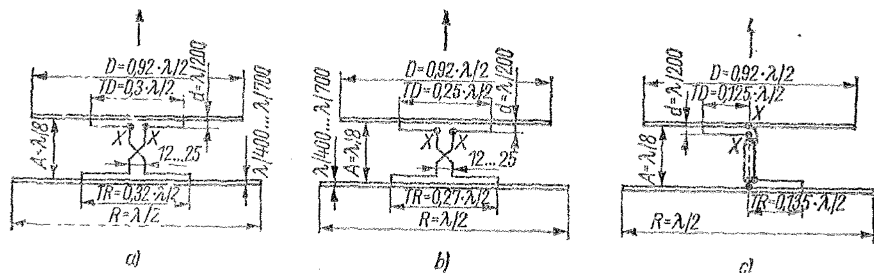
Обхват в MHz	Разстояние A, m	Дължина S, m	Дължина R, m
7	5,16 (4,23)	20,57 (16,87)	21,70 (17,80)
14	2,58 (2,12)	10,30 (8,45)	10,85 (8,90)
21	1,72 (1,41)	6,85 (5,62)	7,24 (5,94)
28	1,29 (1,06)	5,09 (4,17)	5,39 (4,42)

антени, които са направени от УКВ лентов кабел с коефициент на скъсяване 0,82 и означават местата върху излъчвателя и рефлектора, в които трябва да се поставят мостчета за късо съединение (фиг. 10.5).

14.2.2. Антена *HB9CV*

Антената *HB9CV* е сродна на ZL-Special. Тъй като тя е разработена от швейцарския радиолюбител *Р. Баумгартнер*, в УКВ обхвата тази антена е известна под името *„швейцарска антена“*. *HB9CV* представлява антена с два захранващи елемента, която изисква много по-малък разход на материали и по-малко свободно пространство за окачване в сравнение с антената ZL-Special. За сметка на това тя трябва да бъде изработена от тръби от лек материал. Възможно е обаче да се построи и проводникова антена по начин, подобен на използувания за антената *W8JK*. На фиг. 14.10 е показана електрическата схема на насочения излъчвател *HB9CV*. Той се състои от два дипола с различна дължина, които са подредени успоредно един на друг на разстояние λ/8. Двата дипола се захранват, освен това те са свързани помежду си и чрез излъчения сигнал. При избраното разстояние между диполите (λ/8) се осъществява най-добро насочено излъчване в една посока, когато фазовото изместване на сигналите, подадени на двата елемента, е 225°. При антената *HB9CV* чрез кръстосване на фазовъртящата линия се постига фазово изместване от 180°. Забавянето на сигнала при преминаването му по свързващата линия с дължина λ/8 дава едно допълнително фазово изместване от 45°, така че се постига необходимата фазова разлика. Едновременно обаче връзката между двата елемента посредством излъчения сигнал трябва да даде същата фазова разлика, защото в противен случай връзката чрез излъчения сигнал се противопоставя на директното захранване. Това се осъществява обикновено, както и при *Яги*-антените, като предният елемент се скъсява (действува като директор), а задният елемент се удължава (действува като рефлектор). Дължините на елементите трябва да се оразмерят така, че индуктивната реактивна компонента на импеданса на рефлектора и капацитивната компонента на импеданса на директора, включително и внесените чрез Т-съгласуването реактивни компоненти да се компенсират напълно в точките на захранване. Така в точките на захранване съществува чисто реално съпротивление и антената може да се захрани без отражение на сигнала.

Двата елемента се възбуждат чрез Т-съгласуващи елементи (съответно гама-съгласуване), които са свързани помежду си посредством фазовъртящата линия. Елементите се свързват в точки на антената, които имат импеданс, съответствуващ на този на захранващата линия. Така по цялата захранваща система се разпространяват бягащи вълни. Би било излишен лукс елементите да се произвеждат от скъпи тръби. Същото се отнася и за фазовъртящата линия. Обикновени кабели с изолация от PVC, каквито се използуват за външни електрически инсталации (едножилни проводници с обвивка от PVC и диаметър на проводника, по възможност по-голям от 2 mm), са напълно подходящи за целта. При



Фиг. 14.10. Насочена антена *HB9CV*

направата на фазовъртящата линия трябва да се спазят следните изисквания:

a — Разстоянието между проводниците трябва да бъде между 12 mm и максимум 25 mm, за да не излъчва фазовъртящата линия. В тези граници разстоянието между проводниците може да има всякаква стойност. При незначителната дължина на фазовъртящата линия (λ/8) вълновото съпротивление на линията няма особено значение.

b — Фазовъртящата линия трябва да бъде изолирана, за да не се предизвика късо съединение при допирането на двата проводника един до друг или при галванична връзка с други метални части. Фазовъртящите линии с изолация от PVC обикновено се монтират на известно разстояние от носещата стрела на антената, но на практика действието на антената не се влошава забележимо, ако кабелът лежи непосредствено на стрелата, защото пластмасовата изолация винаги осигурява едно минимално необходимо разстояние до стрелата.

c — Електрическата дължина на фазовъртящата линия трябва да бъде λ/8. Както е известно, скоростта на разпространение на електромагнитните вълни по изолирани проводници е по-малка от скоростта на светлината. При проводниците, изолирани с PVC, коефициентът на скъсяване възлиза на около 0,9. Следователно при електрическа дължина от λ/8 механическата дължина е с около 10% по-малка. Подреждането на съгласуващите Т- или гама-елементи в равнината на антената позволява да се запази геометричното разстояние A между двата дипола (λ/8). Практическите опити са показали, че дължината на фазовъртящите линии може да се изменя до ±10%, без с това да се появяват някакви съществени недостатъци.

За мощности до 200 W антената *HB9CV* може да се захранва чрез обикновени УКВ лентови кабели с вълново съпротивление 240 или 300 Ω, стига тяхната дължина да не бъде повече от 12 m. Често се предпочита захранване чрез коаксиален кабел. В такива случаи вместо съгласуващите Т-елементи се използува гама-съгласуване (фиг. 14.10*c*). Всички стойности, показани на фиг. 14.10, са отнесени към дължината на вълната; затова антените *HB9CV* могат да бъдат оразмерени за кои да е честоти. Размерите, дадени на фигурата, са изпробвани опитно от *HB9CV*.

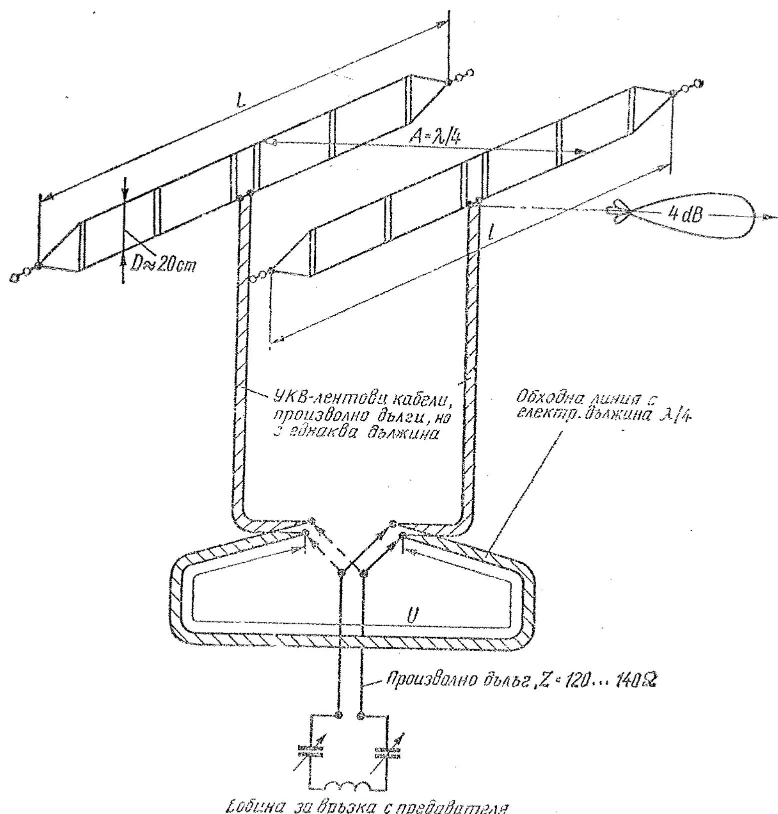
Когато една антена *HB9CV* се произвежда от проводници по подобие на конструкцията на антената *W8JK*, трябва да се има предвид следното: вследствие на ниското съпротивление на излъчване в антената протичат големи токове. Затова трябва да се избират проводници с възможно най-голям диаметър и с добра повърхностна проводимост. Напреженията в краищата на диполите също са високи и затова са необходими качествени, достатъчно дълги изолатори. Когато диполите са изработени от проводници, тяхната дължина трябва да е малко по-голяма, отколкото на елементите, изработени от тръби. Предлага се дължината на рефлектора да се избира равна на 1,02 . λ/2 и дължината на директора — 0,94 . λ/2.

Ако коефициентът на стоящи вълни е твърде голям, трябва да се направи опит той да се намали чрез малки из-

Таблица 14.4. Данни за оразмеряване на насочени антени HB9CV (фиг. 14.10)

Обхват	20 m 14150 kHz	15 m 21200 kHz	10 m 28500 kHz
Дължина на директора D	9,74	6,52	4,84
Дължина на рефлектора R	10,60	7,08	5,26
Разстояние A	2,65	1,77	1,32
Отрязък TD	3,18/2,65/1,33	2,12/1,77/0,89	1,58/1,32/0,66
Отрязък TR	3,43/2,86/1,43	2,29/1,91/0,95	1,70/1,42/0,71
Разстояние d	0,12	0,09	0,06

Всички размери са в m



Фиг. 14.11. Двуелементна насочена антена с превключваеми елементи

менения на дължините на елементите. При това трябва да се внимава дължините на рефлектора и директора винаги да се различават с 8%.

В таблица 14.4 са събрани изчислени наготово и изпробвани размери за антени *HB9CV*, изработени от тръби от лек метал.

За отрязъците TD и TR са дадени по 3 числени стойности. Те отговарят на съпротивление в точките на захранването от 300 Ω(фиг. 14.10*a*), 150 Ω (фиг. 14.10*b*) и 75 Ω (фиг. 14.10*c*). Характеристиката на насочено действие на антената *HB9CV* теоретически има формата на кардиоида. Ъгълът на разтвора в хоризонталната равнина при различните конструкции възлиза на около 75°. Както може да се види от диаграмата на излъчване, затихването на сигнала в обратна посока е голямо и възлиза средно на 20 dB. Тъй като затихването в обратна посока, особено при антените, разположени в една равнина, зависи силно от ъгъла на падане, съответно на излъчване във вертикалната равнина, на практика са измервани стойности от 10 dB до 40 dB. При една безупречно изградена антена *HB9CV* може да се разчита на усилване от около 5 dB. В много съобщения обаче често се изтъква, че *HB9CV* превъзхожда една 3-елементна Яги-антена по отношение на усилването.

14.2.3. Двуелементна насочена антена с превключваеми елементи

На фиг. 14.11 е показана още една еднопосочно излъчваща антена, при

Таблица 14.5. Данни за оразмеряване на двуелементна антена (фиг. 14.11)

Обхват в MHz	Дължина L в m	Разстояние A в m	Дължина на четвърт-вълновия шлейф в m
7	20,57	10,64	8,72
14	10,30	5,32	4,36
21	6,85	3,54	2,90
28	5,09	2,65	2,17

$V=0,82$ (за четвъртвълновия шлейф)

която направлението на главния лъч може да бъде изменяно на 180° чрез просто електрическо превключване. Антената се състои от два шлейфвибратора, разположени на разстояние $\lambda/4$ един от друг. Двата елемента са еднакво дълги. Всеки от тях е свързан към един УКВ лентов кабел. Захранващите линии могат да бъдат произволно дълги, но трябва да имат съвсем еднаква дължина. Двата кабела на края си са свързани един с друг посредством линия с дължина $\lambda/4$, изработена от същия материал.

С помощта на един двуполюсен превключвател или пък на подходящо реле всяка от захранващите линии може да бъде включена към крайното стъпало на предавателя. Принципът на действие е пояснен на фиг. 14.11. Единият от елементите на антената, по-точно този, който ще служи за излъчвател, се свързва чрез захранващата си линия направо към изхода на предавателя. Другият елемент също получава захранване, но през един шлейф, чиято електрическа дължина възлиза на $\lambda/4$. Така в този елемент се възбужда сигнал, изместен по фаза на 90°, и служи за рефлектор.

Чрез обикновено превключване, както е показано на фиг. 14.11, направлението на главния лъч може да се измени на 180°. Положението на превключвателя, показано на фигурата, съответствува на начертаното направление на главния лъч.

Съединителната линия между превключвателя и крайното стъпало на предавателя може да бъде с произволна дължина и вълново съпротивление от 120 до 150 Ω. Особено подходяща за целта е екранираната двупроводна линия с вълново съпротивление 120 Ω (напр. тип 120 *D* 10-1).

Диаграмата на насочено действие на тази антена също има формата на кардиоида, а затихването в обратна посока възлиза средно на 20 dB. Може да се разчита на усилване от около 4 dB.

Описаната антенна система също може да работи само на един обхват. Табл. 14.5 съдържа всички размери, необходими за построяването на антената.

15. Насочени антени с целовълнови елементи

Антените, чиито елементи се състоят от отрязъци с дължина 1 λ, могат да се предпочетат пред все още най-разпространените антени с полувълнови елементи, защото имат някои предимства от електрическо, механично и икономическо естество. Тази констатация важи с особена сила при използването на антени с целовълнови елементи във високочестотната част на късовълновия диапазон (20-m, 15-m и 10-m обхват). Такива антени получават все по-голямо международно признание и разпространение, особено за установяване на любителски радиовръзки. Най-известният представител на антените с целовълнови елементи е двойният квадрат, който може да бъде наречен родоначалник на цялата поредица такива антени.

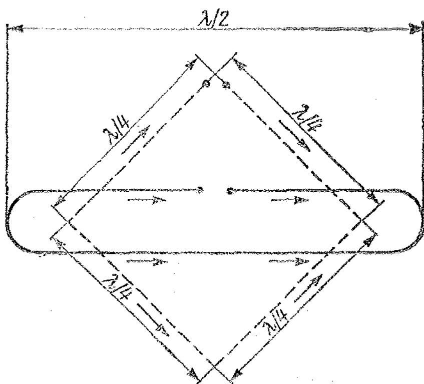
Създаването на първия двоен квадрат има малка предистория. През 1938 г. около Куито в Еквадор беше построена радиостанцията *HCJB*. Отначало с добър успех като антена се използваше един 4-елементен насочен излъчвател. Но само след няколко дни антената стана неизползваема. На височина около 3000 m в Андите, където беше разположена радиостанцията, атмосферата понякога се йонизира толкова силно, че в краищата на елементите възникват силни коронарни разряди, които в края на краищата предизвикват образуване на електрическа дъга. При това се развива такава температура, че алуминиевата тръба в края се стопява, а втечненият метал пада на капки на земята. Като първа стъпка в борбата против тези явления бяха използвани кухи медни сфери, които се укрепваха в края на елементите. При наличие на такива сфери коронарни разряди се появяват значително по-рядко и само при влажно време.

Един от техниците, работещи на тази станция, Кларенс Моор (*W9LZX*), предположил, че при използването на целовълнови проводникови затворени шлейфове би трябвало да се избягнат докрай коронарните разряди. Така през 1942 г. в Куито беше създаден първият двоен квадрат. С това не само беше решен проблемът с коронарните разряди, но на практика се оказа, че двойният квадрат с проста и малогабаритна конструкция притежава отлични качества като излъчвател. Днес тази антена е една от най-популярните конструкции, използвани от любителите-късовълновици, и не без право често я наричат „Кралица на DX-антените".

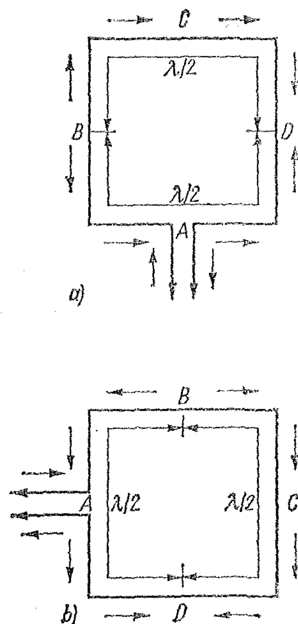
15.1. Квадратен елемент

Най-известната конструкция на целовълнов шлейф е шлейфвибраторът (вж. раздел 4.1.). От него могат да се получат квадратният елемент и неговите варианти.

Ако един хоризонтален шлейфвибратор се разтвори отвесно навън (фиг. 15.1), от него може да се направи



Фиг. 15.1. Получаване на квадратен елемент от шлейфвибратор



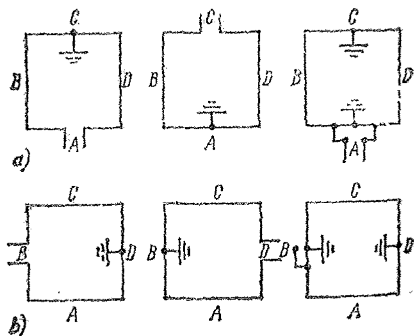
Фиг. 15.2. Посока на тока в квадратния елемент: *a* — хоризонтална поляризация, *b* — вертикална поляризация

един квадрат с дължина на страната λ/4 стоящ на върха си. При един такъв деформиран шлейфвибратор разпределението на тока не се отличава от това на обикновения шлейфвибратор. Това следва от стрелките за направлението на тока, начертани на фигурата. Двата максимума на тока обаче не са така силно свързани, както при шлейфвибратора, а са отдалечени на около 0,35 λ един от друг. Това променя характеристиката на насочено действие на такава антена и едновременно входното ѝ съпротивление спада на около 120 Ω.

Целовълновият квадратен елемент може да се разглежда като съединение на два синфазно възбудени полувълнови дипола; той представлява най-простата форма на диполна колона. Както е известно, такива системи имат повишена степен на насоченост във вертикалната равнина (вж. раздел 13.3.), т. е. при хоризонтално поляризиран квадратен елемент се получава едно усилване спрямо полувълновия дипол, което се обяснява с намаляването на ъгъла на разтвора във вертикалната равнина. Този факт беше потвърден и от измерванията, извършени от лабораториите на *ARRL* (от англ. American Radio Relay League), които показаха, че един обикновен квадратен елемент (начертан на фиг. 15.1 с прекъсната линия) има усилване 1 dB по отношение на полувълновия дипол.

Такива квадратни елементи с формата на ромб днес се използуват съвсем рядко. На практика се оказа, че такива елементи, стоящи на единия си връх, имат забележимо по-лоши качества като излъчватели, отколкото всички други целовълнови елементи. Причините за това все още не са обяснени докрай. Обстоятелството, че при максимум на тока долната половина на елемента е огъната нагоре, докато рамената на горната половина сочат надолу, дава основание да се мисли, че това влияе отрицателно върху характеристиките на излъчвателя.

Преобладаващият брой от практически изработените квадратни антени са изпълнени, както е показано на фиг. 15.2. От стрелките за посоката на тока се вижда, че хоризонталните отрязъци (фиг. 15.2*a*) и вертикалните отрязъци (фиг. 15.2*b*) се възбуждат синфазно. Така се получава линейна поляризация. В точката на захранване A разпределението на тока е същото, както при всеки полувълнов дипол. Излъчвателят се захранва в максимум на тока и двата клона на дипола се възбуждат синфазно (стрелките за направлението на



Фиг. 15.3. Поляризация и заземяване на квадратни елементи; *a* — хоризонтална поляризация, *b* — вертикална поляризация

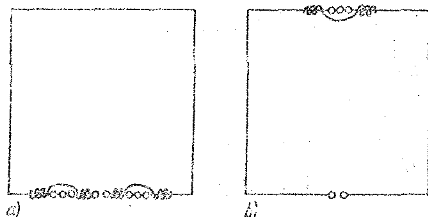
тока имат еднаква посока). В точките В и D, които се намират в края на двата клона на дипола, съседни на точката на захранване А, се намира възел на тока. Там посоката на тока се променя (вж. стрелките). Така страните А и С се възбуждат синфазно, докато отрязъците В и D са в противофаза. Това означава, че при антената, показана на фиг. 15.2*а*, поляризацията е хоризонтална, защото хоризонталните страни са възбудени синфазно. Напротив, при конструкцията,показана на фиг.15.2, захранването става в една от отвесните страни и хоризонталните отрязъци са възбудени противофазно. В този случай поляризацията е само вертикална. Следователно при един квадратен елемент поляризацията може да се определя чрез съответен избор на точката на захранване А, при което важи следното правило:

— захранване в една от хоризонталните страни — хоризонтална поляризация,

— захранване в една от вертикалните страни — вертикална поляризация.

Точно срещу точката на захранване на квадрата се намира минимум на напрежението; там елементът може да бъде заземен, без това да е свързано с някакви недостатъци. На фиг. 15.3 са показани различни варианти на захранване и заземяване на квадратни елементи с хоризонтална и вертикална поляризация. За действието на антената е без значение дали при хоризонтална поляризация захранването се извършва в точката А или в точката С, съответно при вертикална поляризация — в точките В или D. Тази констатация може да има значение при практическото конструиране на антената. Когато захранването става чрез съгласуващ Т-елемент или с използуването на гама-съгласуване, антената не се прекъсва и може да бъде свързана без изолация направо към носещата мачта в точките А и С, съответно В и D. Обиколката на един захранван квадратен елемент при резонанс трябва да бъде теоретически 1 λ. Докато при обикновените диполи винаги трябва да се има предвид едно механично скъсяване на антенния проводник спрямо електрическата дължина на вълната, при квадратния елемент това не е така.Различни изследвания винаги са показвали, че за него коефициентът на скъсяване е по-голям от единица, т. е. това в същност е коефициент на удължение. Това важи за всички видове затворени целовълнови елементи и за всички вълнови обхвати. Ефектът на удължение се обяснява с факта, че при затворените целовълнови елементи за разлика от опънатия дипол няма открит край и влиянието на капацитетите в края на елемента (вж. раздел 3.1.5.) е незначително. Освен това ефект на удължение се получава и поради огъването на антенния проводник. По същата причина при пресмятане на резонансната дължина на един шлейфвибратор не се вземат предвид дължините на двата странични отрязъка, които определят разстоянието между успоредните проводници. Ако това разстояние също се включи в сметката, общата дължина на шлейфвибратора става по-голяма или равна на 1 λ. Обиколката на квадратния елемент е от 1,02 до 1,03 λ. По-рано данните за дължината на страните на квадратния елемент бяха занижени. При тези скъсени антени резонанс се получаваше с помощта на реактивни линии (шлейфове).

Съществува една проста възможност за допълнително коригиране на настройката в резонанс. Проводниковата квадратна антена (фиг. 15.4) трябва да има дължина, малко по-малка от необходимата. От двете страни на точките, в които се включва захранващият кабел, се поставя по един изолатор, който е шунтиран с навивка от проводник. Фината настройка на желаната точна резонансна честота се извършва посредством увеличаване или намаляване на навивката. Със същия успех, но с по-малко разходи настройката може да стане и от страната, разположена срещу точките на захранване (фиг. 15.4*b*). В този случай е нужен

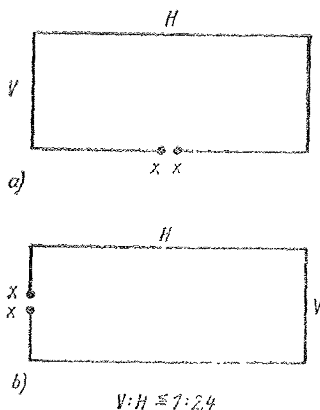


Фиг. 15.4. Проводникови навивки като помощно настройващо средство при квадратните елементи

само един изолатор и една проводникова навивка.

Общо взето, при всички късовълнови антени резонансната честота се изменя след издигането ѝ, защото в този обхват обикновено не е възможно антената да се окачи на такава височина, че да се пренебрегне влиянието на земната повърхност и на околната среда. Колкото по-близо до земята е окачена антената, толкова повече резонансната ѝ честота се измества към по-ниските честоти. Близостта на земята оказва подобно влияние и върху входното съпротивление. Макар че квадратният елемент, който може да се разглежда като система от етажирани диполи, не е така чувствителен към въздействието на земната повърхност, както антените, разположени в една равнина, би трябвало той също да се окачва на възможно най-голяма височина.

Колкото по-високо е поставена антената, толкова по-малък е ъгълът на възвишение във вертикалната равнина. Това е особено важно за йоносферното разпространение на сигнала на много големи разстояния. Долният край на квадратната антена по възможност трябва да е разположен поне на λ/2 над земната повърхност. При височина на монтиране 1 λ и повече излъчването практически не се влияе от близостта на земята. Естествено предимствата на малкия ъгъл на възвишение във вертикалната равнина се проявяват само при хоризонтална поляризация. При вертикална поляризация *H*-равнината за антената е разположена хоризонтално над земната повърхност. Затова, а и по механични съображения квадратни антени с вертикална поляризация се използуват рядко.



Фиг. 15.5. Правоъгълен целовълнов елемент; *a* — с хоризонтална поляризация; *b* — с вертикална поляризация

15.2. Правоъгълна рамкова антена

Често съществува желание да се използуват предимствата на целовълновия шлейф и в обхвата 40 m. Един елемент за обхвата 80 m обаче би изисквал наймалко две мачти с височина по 25 m. Затова радиолюбителите са определили опитно до каква степен може да бъде намален вертикалният размер на една квадратна проводникова антена, без да се влошат добрите ѝ излъчвателни свойства. Тъй като елементът трябва да може да се настрои в резонанс, вертикалното скъсяване трябва да се компенсира чрез хоризонтално удължаване. Така се получава правоъгълен целовълнов елемент (фиг. 15.5). В любителската литература тази рамкова антена често се нарича Oblong (от англ. = правоъгълник). *G6LX* построил и изпробвал една такава правоъгълна антена за обхвата 80 m и е получил следните резултати:

Съобразно с условията на местността отношението V : H е било избрано 1 : 2,4. При това вертикалните страни V са имали дължина по 12,20 m, докато дължините на хоризонталните проводници са били по 28,25 m. Това съответствува на обща дължина на проводника 80,90 m. Долният хоризонтален проводник се намира само на 3 m над земната повърхност (λ/27). Измерената резонансна честота на излъчвателя била 3670 kHz. Това означава едно незначително механично скъсяване спрямо 1 λ, което сигурно е било предизвикано от много малкото разстояние до земната повърхност. За оразмеряване на подобна антена със същото отношение на страните и много малка височина над земята се използува следната формула:

$$\text{обща дължина на проводника} = \frac{297}{f}, \quad (15.1)$$

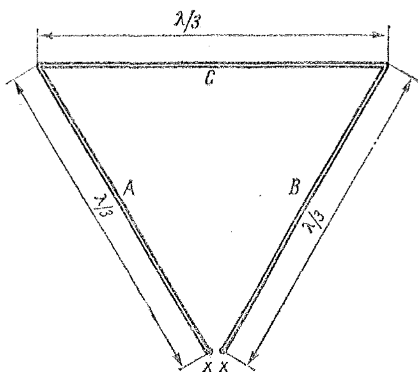
където общата дължина на проводника е в m, f е в MHz.

При хоризонтална поляризация (фиг. 15.5*а*) се получи входен импеданс 115 Ω, при което коефициентът на стоящи вълни при изменяне на резонансната честота с ±150 kHz не се променя повече от 1,5:1. Преустройството на същата антена за вертикална поляризация (фиг. 15.5) предизвиква намаляване на входното съпротивление, така че тя може да бъде захранена направо чрез коаксиален кабел с вълново съпротивление 70 Ω. Освен това широчината на пропусканата честотна лента при вертикална поляризация е забележимо по-голяма, отколкото при хоризонтална поляризация. *G6LX* е постигнал отлични DX резултати с тази правоъгълна рамкова антена за обхвата 80 m. Заради опростеното захранване антената е работила предимно с вертикална поляризация. За радиовръзки на средни разстояния хоризонталната поляризация е като че ли малко поблагоприятна, за DX-радиовръзки не се получават съществени различия. Също така добри DX-резултати с правоъгълна рамкова антена за 80 m са постигнали скандинавски радиолюбители.

Отношението на страните на правоъгълника (1 : 2,4) може и при възможност трябва да се направи по-малко. Ако чрез по-нататъшно скъсяване на вертикалните страни това отношение стане по-голямо, ъгълът на възвишение във вертикалната равнина се увеличава, входното съпротивление нараства и правоъгълната рамка действува като обикновен шлейфвибратор.

15.3. Делтовидна рамкова антена

През 1967 г. *W6DL* за първи път предложи целовълнов елемент с триъгълна форма, който представлява разновидност на квадратната рамка. Както е показано на фиг. 15.6, триъгълникът е равностранен и всяка от страните има дължина λ/3. Триъгълникът стои изправен на единия си връх и най-често се захранва в тази точка. Една такава конструкция има редица механични предимства спрямо квадратния елемент. Освен това се постига икономия на материали. За сметка на това обаче двете рамена A и B трябва да се направят от твърд материал, напр. здрава тръба от лек метал, докато хоризонталната страна C може да бъде от проводник. Тръбите с дължина λ/3 позволяват самоносещата конструкция на тази антена да се използува само за обхватите 10 и 15 m.



Фиг. 15.6. Делтовидна рамкова антена

Оказа се, че целовълновите делтовидни рамкови антени са равностойни на целовълновите квадратни елементи по всички електрически показатели. В зависимост от височината на монтиране входното съпротивление възлиза на 90 до 110 Ω. Поради използуването на тръби от лек метал с голяма повърхност високочестотните загуби, предизвикани от скин-ефекта, са по-малки, отколкото при елементите, изработени от тънък проводник. Изглежда, че широчината на пропусканата честотна лента на делтовидната рамкова антена е по-голяма от тази на квадратната рамкова антена.

Резонансната дължина на делтовидната рамкова антена може да се изчисли по формулата, валидна и за общата дължина на квадратния елемент:

$$\text{обща дължина на проводника} = \frac{306{,}6}{f}, \qquad (15.2)$$

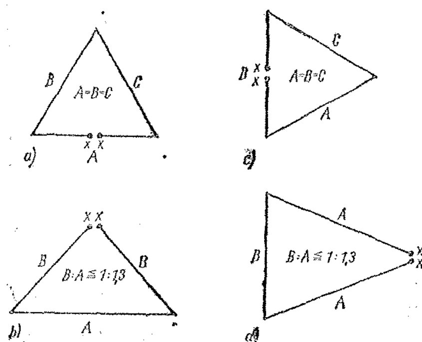
където общата дължина е в m, а f е в MHz.

При това се предполага, че елементът е разположен най-малко на височина λ/2 над повърхността на земята.

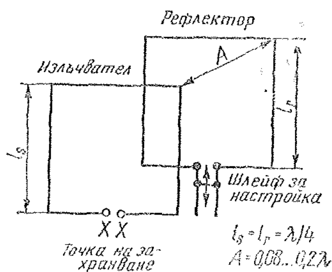
Целовълновата делтовидна рамкова антена е изпробвана в нискочестотните

любителски обхвати и са разработени различни нейни разновидности. На фиг. 15.7 са показани няколко варианта на делтовидната рамкова антена, които работят добре. Това са проводникови конструкции за обхватите 80 m и 40 m, които в съответствие с местните условия са завъртени или деформирани. Конструкциите *a* и *b* са хоризонтално поляризирани, докато антените, означени *c* и *d*, работят с вертикална поляризация. Разновидностите *b* и *d* са с намален вертикален размер и не са равнострании триъгълници. В този случай трябва да се внимава отношението B:A да не надвиши стойността 1 : 1,3. Тъй като тези изменени конструкции почти винаги се окачват на малка височина над земята (пресметнато спрямо дължината на работната вълна), импедансът в точките на захранване приема стойности, които позволяват директно захранване чрез кабел с вълново съпротивление 70 Ω.

Всички целовълнови шлейфове, описани по-горе, имат приблизително еднаква диаграма на насочено действие. Те излъчват двупосочно откъм широката си страна и имат ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина около 80°. При хоризонтална поляризация на рамките съществуват и вертикално поляризирани компоненти на излъчването, които се разпространяват напречно на главния лъч. При вертикална поляризация на антената паразитното напречно излъчване е хоризонтално поляризирано.



Фиг. 15.7. Разновидности на делтовидната рамкова антена: *a* и *b* — хоризонтално поляризирани антени, *c* и *d* — антени с вертикална поляризация



Фиг. 15.8. Двоен квадрат

15.4. Целовълнови рамкови антени с рефлектори

Простите основни форми на целовълнови рамкови антени могат да бъдат допълнени чрез добавяне на изработени по същия начин рефлектори или директори. Така се получават високоефективни еднопосочно излъчващи насочени антени, чието усилване възлиза на 5 dB. Това значително увеличение на усилването се постига при относително малки допълнителни разходи и без особени конструктивни и механични усложнения.

15.4.1. Двоен квадрат

Двойният квадрат е много известен сред радиолюбителите като насочена антена за DX-радиовръзки. На фиг. 15.8 е показана схемата на този насочен излъчвател. Захранваната рамка се състои от един квадратен елемент. На разстояние A от 0,08 до 0,25 λ е разположен втори, аналогично изработен проводников квадрат, който най-често се настройва с помощта на допълнителен шлейф така, че да действува като рефлектор. Този шлейф служи като допълнителна индуктивност и трябва да осъществи фазовото изместване, необходимо за действие като рефлектор. Негово предимство е това, че чрез мостчето за късо съединение, което може да изменя местоположението си, се извършва точна настройка за най-голямото възможно затихване на сигнала в обратна посока. В последно време все по-често рефлекторът се изгражда като един затворен проводников четириъгълник без настройващ шлейф, защото размерите на страните,

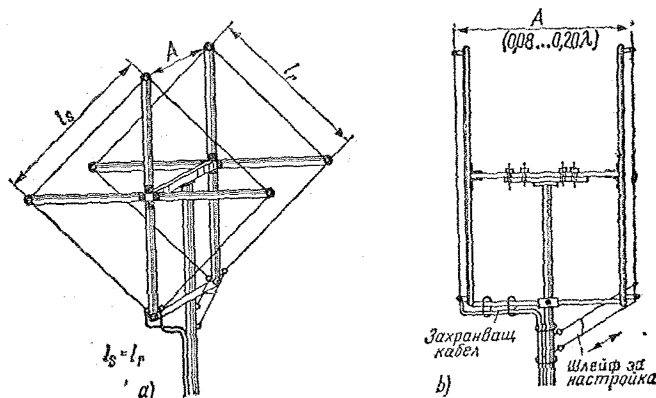
необходими за най-добро действие на рефлектора, вече са определени доста точно.

Носещата конструкция на антената може да бъде направена по различен начин. Един двоен квадрат за обхватите 10 m и 15 m може да се направи от импрегнирани дървени летви или кръгли прътове без чепове, като се използват малко метални обшивки. При антени за обхвата 20 m от съображения за намаляване на теглото, здравина и еластичност носещата конструкция би трябвало да се направи от бамбукови пръчки. Още по-пригодни за тази цел са полиестерните пръти, заздравени със стъкловлакно, които се използват за производството на въдичарски пръти. Различни конструктивни особености на тези антени са описани в разделите 18.8. и 18.9. Освен това в тези раздели са дадени и указания за практическо изпълнение.

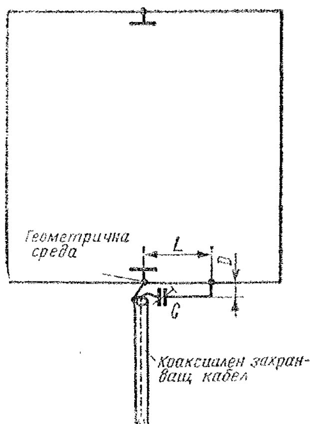
На фиг. 15.9 е показано конструктивното изпълнение на един обикновен двоен квадрат с формата на ромб. Този начин на изработване може да се използува и при изработване на двоен квадрат, чиито елементи лежат на едната си страна. Захранването на такава антена става в средата на хоризонталния отрязък, а носещите рамена трябва да се завъртят аксиално на 45°. На последната спомената конструкция се приписват по-добри излъчвателни свойства и затова се използува почти изключително само тя. Стабилността на антената се повишава чрез обтяжки от изкуствено влакно. Още по-подходящи са обтяжки, пропити със стъклопласти, защото те не се разтягат. Ако за изработване на носещите части на антената се използуват бамбукови или пластмасови пръти, антенният проводник може да се закрепи към тях без изолатори. Понякога носещите рамена се правят от тръби от лек метал, чиито краища са снабдени с изолатори с дължина около 20 cm.

Диаметърът на медните проводници, използувани като антенен проводник, е без особено значение за електрическите свойства на антената. По механични съображения се предпочитат проводници с диаметър, по-голям от 1,5 mm. Многожилните проводници са по-гъвкави от едножилните и затова се обработват по-добре. Използуваните едно- или многожилни антенни проводници могат да бъдат и с пластмасова обвивка.

Както беше казано в раздел 15.1., обиколката на квадратния елемент, настроен в резонанс, трябва да бъде по-голяма от 1 λ. При захранвания елемент на двойния квадрат коефициентът на удължение спрямо резонансната дължина е от 1,015 до 1,020. Обиколката на рефлектора може да бъде равна на тази на активния елемент. В такъв случай обаче рефлекторът трябва да бъде снабден с настройващ шлейф



Фиг. 15.9. Конструкция на обикновен „двоен квадрат": *a* — изглед отпред, *b* — изглед отстрани



Фиг. 15.10. Захранван квадратен елемент с гама-съгласуване

Неговата индуктивност увеличава електрическата дължина на рефлектора. Напоследък този настройващ шлейф се премахва и се увеличава съответно обиколката на рефлектора. В този случай обиколката на рефлектора възлиза на 1,113 λ. Посочените по-долу формули за оразмеряване на антените „двоен квадрат" важат за всички късовълнови обхвати.

Активен (захранван елемент)

Обща дължина на проводника =

$$=\frac{304,6}{f}. \qquad (15.3)$$

$$\text{Дължина на страната} = \frac{76,15}{f}, \qquad (15.4)$$

където общата дължина на проводника и дължината на страната на квадрата са в m, f е в MHz.

Рефлектор

Обща дължина на проводника

$$=\frac{334}{f}. \qquad (15.5)$$

$$\text{Дължина на страната} = \frac{83,5}{f}, \qquad (15.6)$$

където общата дължина на проводника и дължината на страната на квадрата са в m, f е в MHz.

Разстоянието между активния елемент и рефлектора няма особено значение за усилването на системата. Максималното усилване от 5,7 dB се достига при разстояние до рефлектора A около 0,12 λ. При увеличаване или намаляване на това разстояние усилването постепенно намалява, но при разстояния 0,08 λ и 0,22 λ то все още има стойност 5,2 dB.

Съпротивлението на излъчване на една антена двоен квадрат, оразмерена за максимално усилване (разстоянието A е 0,12 λ), е около 70 Ω. При това обаче се предполага, че антената е монтирана на височина поне λ/2 на повърхността на земята. Ако антената се окачи на височина напр. λ/4 над земята, съпротивлението на излъчване спада до 40 Ω. Особено изгодно е да се избира разстояние между активния елемент и рефлектора, равно на 0,1 λ, защото в такъв случай входното съпротивление на антената е 60 Ω, а усилването — 5,6 dB. Възможно е захранването да стане направо с коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω. Обаче тогава симетричната антена „двоен квадрат" се възбужда чрез един несиметричен кабел и може да се появят повърхностни вълни в обвивката на кабела или изменение на диаграмата на насочено действие. Въпреки това някои радиолюбители предпочитат този начин на захранване, като считат споменатите по-горе недостатъци за незначителни.

Гама-съгласуването (вж. раздел 6.3.) създава по-благоприятни условия за захранване чрез коаксиален кабел (фиг. 15.10). Тук и за активен елемент се използува един затворен, непрекъснат четириъгълник от проводници. Чрез съгласуващия гама-елемент се постига точно съгласуване на захранващия кабел, при което става и необходимото симетриране и се извършва едновременно и компенсация на влиянието на околната среда върху съпротивлението на излъчване. Съгласуващият гама-елемент се изработва от проводник с диаметър около 2 mm. Разстоянието между него и антенния проводник се фиксира от пластмасови изолатори и не бива да бъде повече от 50 mm. След извършване на настройката променливият кондензатор може да се замени с кондензатор с подходяща постоянна стойност.

Таблица 15.1. Данни за оразмеряване на антени „двоен квадрат“ (фиг. 15.8 и фиг. 15.9)

Обхват	20 m 14100 kHz	15 m 21200 kHz	10 m 29000 kHz
Антена с шлейф в рефлектора			
Страна l_s	5,40	3,60	2,62
Страна l_r	5,40	3,60	2,62
Дължина на шлейфа в рефлектора	1,50	1,00	0,70
Антена без шлейф в рефлектора			
Страна l_s	5,40	3,60	2,62
Страна l_r	5,92	3,92	2,88
Разстояние между елементите A			
0,08 λ (G≈5,2 dB, Z≈45 Ω)	1,83	1,22	0,91
0,10 λ (G≈5,6 dB, Z≈60 Ω)	2,25	1,50	1,12
0,12 λ (G≈5,7 dB, Z≈72 Ω)	2,68	1,79	1,33
0,15 λ (G≈5,6 dB, Z≈85 Ω)	3,20	2,12	1,60
0,20 λ (G≈5,4 dB, Z≈110 Ω)	4,25	2,83	2,12
Размери на съгласуващия гама-елемент (фиг. 15.10)			
Дължина L	0,90	0,70	0,46
Капацитет C	100 pF	75 pF	50 pF

Всички размери са в m

В табл.15.1 са дадени необходимите дължини на гама-елемента L, както и максималните стойности на променливия кондензатор *C* за отделните любителски обхвати.

В същата таблица са събрани и данни за размерите на антени двоен квадрат, като са взети предвид както конструкции с настройваем посредством шлейф рефлекторен елемент, така и такива, при които рефлекторът сам за себе си е настроен в резонанс.

Предишните данни за извънредно голямото усилване на късовълновите антени „двоен квадрат“ (до 11 dB) положително се дължат на грешки при измерването, които се базират на сравняване на силата на звука при далечни радиовръзки или пък възникват поради неконтролируеми нееднородности в измерваното поле (напр. при отражение на сигнала). Както е известно, измерването на абсолютната стойност на усилването на късовълновите антени е много трудно; радиолюбителят не може да реализира нито необходимата за целта височина на монтиране на антената, нито пък може да създаде хомогенно измерително поле. По-лесно се достига до целта, ако антената се оразмери за УКВ или още по-добре за дециметровия обхват и измерванията се извършат с тази антена. Тя би представлявала един модел на истинската късовълнова антена и е допустимо получените резултати от измерването на усилването да се пренесат с пълно право и в късовълновия обхват. Тези данни обаче не носят особено много информация за практическите възможности за използването на такава антена за установяване на радиовръзки на големи разстояния. Както е обяснено в раздели 2.2.2. и 3.2.2., далечното разпространение се дължи преди всичко на отражение на сигнала от различните слоеве на йоносферата. Това означава, че ъгълът на възвишение на главния лъч на антената във вертикалната равнина трябва да бъде колкото е възможно по-малък.

Етажираните антени с хоризонтална поляризация имат голяма степен на насоченост във вертикалната равнина и техният ъгъл на възвишение е по-малък от този на антени със същото усилване,

монтирани в една равнина на същата височина. Двойният квадрат е всъщност една двуетажна антена с добра механична устойчивост за късовълновите обхвати (DX обхватите), която може да се изработи и като въртящ се насочен излъчвател.

Не може да се отрече, че при установяване на далечни радиовръзки в късовълновия обхват двойният квадрат има най-малкото същите предимства, както една триелементна *Яги*-антена, макар че последната има по-голямо абсолютно усилване. На практика при DX-радиовръзките често се срещат значителни разлики в ефективността на антените, като предимството често е на страната на двойния квадрат. Те се дължат изключително на сравнително малкия ъгъл на възвишение на главния лъч във вертикалната равнина, което определя и голямото разстояние от антената до точката от земната повърхност, в която попада отразеният от йоносферата сигнал.

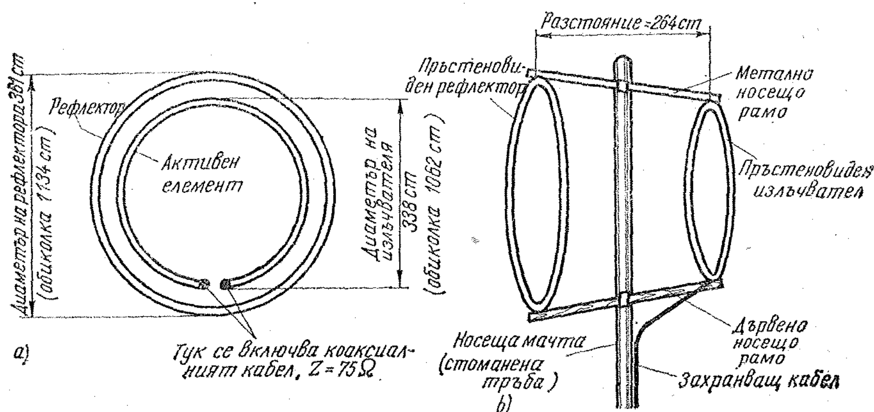
15.4.2. Антена с кръгли рамки

Антената с кръгли рамки се отличава от двойния квадрат главно по това, че вместо четириъгълните антенни елементи се използват кръгли (фиг. 15.11). Който е прочел внимателно по-горните обяснения за начина на действие на двойния квадрат, ще разбере, че по отношение на излъчването кръговата рамкова антена има същите характерни свойства.

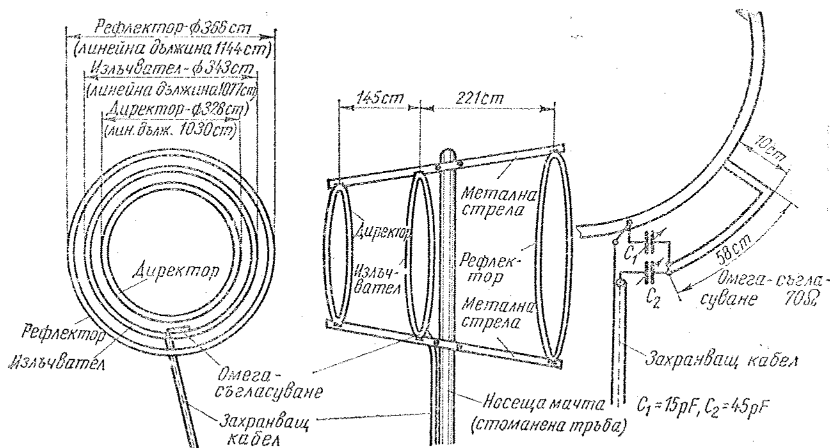
При предположение, че тази антена се изработи като целовълнов шлейф, тя е хоризонтално поляризирана, когато захранването става долу или горе (както и двойният квадрат). Ако захранването е отстрани, поляризацията е вертикална. По отношение на усилването и на разходите за материали кръговата рамкова антена съответствува на квадратна антена със същия брой елементи. Тъй като за кръглата антена трябва да се използува тръба или устойчив плътен проводник, тя все пак е малко по-скъпа и потрудна за изработване. Това би могло да бъде обяснението на факта, че тази конструкция досега не е намерила приложение в Европа.

15.4.2.1. *Кръгова рамкова антена с два елемента*

На фиг. 15.11 е показана кръгова рамкова антена с 2 елемента за обхвата 10 m. Рефлекторът представлява един затворен обръч и се намира на разстояние λ/4 от активния елемент, който е прекъснат в точките, в които се включва захранващата линия. Входното съпротивление на антената е около 75 Ω. Горният хоризонтален носач може да бъде метални; елементите могат да се прикрепят към него без изолация. За долен носач се използува импрегни-



Фиг. 15.11. Кръгла рамкова антена за обхвата 10 m



Фиг. 15.12. 3-елементна кръгла рамкова антена за обхвата 10 m

рана дървена летва. Още по-подходяща е тръба от PVC, защото е много лека и устойчива на корозия. Може да се разчита на усилване от около 5 dB. Размерите, необходими за резонанса, са нанесени на фиг. 15.11. Пресмятането на размерите на антената за друга резонансна честота може да стане по следните формули:

$$\text{Обиколка захранващ елемент} = \frac{307}{f}. \qquad (15.7)$$

$$\text{Обиколка рефлектор} = \frac{329}{f}, \qquad (15.8)$$

където обиколките са в метри, f е в MHz.

15.4.2.2. *Кръгова рамкова антена с три елемента*

За 10 m-обхват все още може да се осъществи и 3 елементна кръгова рамкова антена. Тази високо ефективна насочена антена е показана на фиг. 15.12.

На фигурата са дадени размерите на антената за дължина на работната вълна 10 m. Тъй като входното съпротивление на антенната система е много малко, съгласуването към захранващата линия се извършва по начина, описан в раздел 6.4. (омега-съгласуване). В този случай цялата конструкция може да бъде металическа, т. е. горният и долният носач на елементите са от метал. Елементите могат да се закрепват към носачите без изолация отгоре и отдолу. Разбира се, възможно е да се използува омега-съгласуване и при двуелементната кръгова рамкова антена; тогава и за нея може да се направи изцяло метална носеща конструкция.

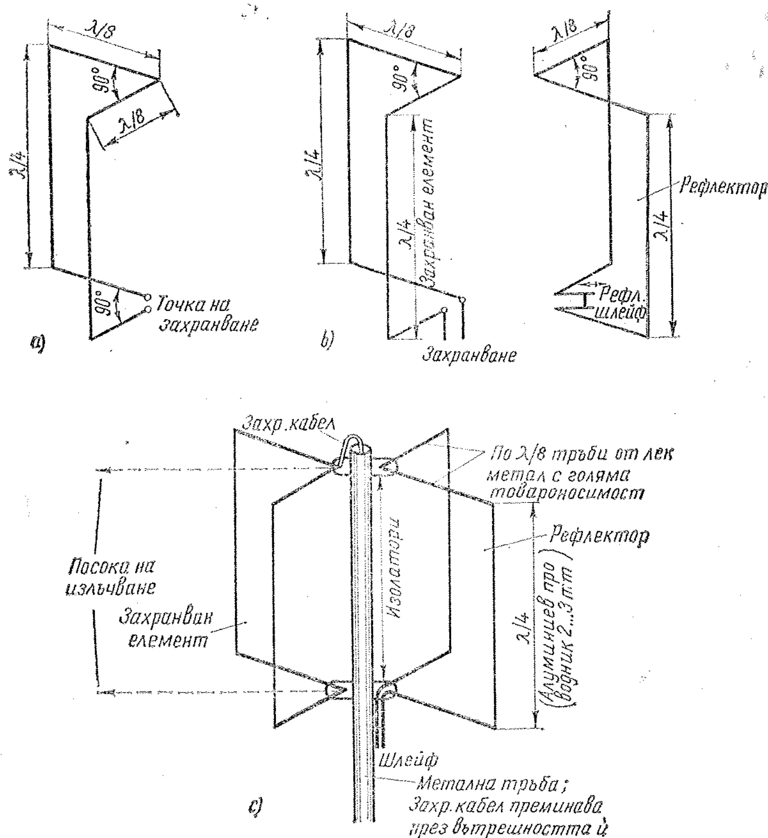
При триелементната антена разстоянието между активния елемент и рефлектора е около 0,21 λ, а между активния елемент и директора — 0,14 λ.

При оразмеряването на триелементна кръгова рамкова антена за друга резонансна честота трябва да се използуват уравнения (15.7.) и (15.8.). Обиколката на директора се изчислява по формулата

$$\text{Обиколка директор} = \frac{289}{f}. \qquad (15.9.)$$

Във всички случаи става дума за дължината на прав проводник, който трябва да се свие така, че да се получи затворен обръч. Могат да се използуват тръби с какъв да е диаметър, стига изработените от тях елементи да имат достатъчна механична стабилност.

Прави впечатление, че и при кръглата рамкова антена обиколката на активния елемент, оразмерен за дадена резонансна честота, е по-голяма от 1 λ. Това обстоятелство до голяма степен обяснява сходството на тези антени с двойния квадрат.



Фиг. 15.13. Кафезна антена; *a* — квадратен елемент, сгънат на 90°, *b* — схема на кафезната антена, *c* — предложение за конструктивно оформление

15.4.3. Кафезна антена *G4ZU*

Кафезната антена (Bird-Cage) е разработена от известния английски конструктор на антени Дик Бърд (*G4ZU*). Тя също има непосредствена прилика с двойния квадрат. От него се различава по това, че елементите ѝ са огънати на 90°. На фиг. 15.13 е показан един квадратен елемент, който е сгънат на 90° в страната, в която се извършва захранването и в срещулежащата ѝ страна. При такива къси V-образни елементи почти се запазва диаграмата на насочено действие на един изправен дипол (осморка); единствено в направление на разтвора на ъгъла се забелязва малко увеличение на усилването. И в този случай захранването трябва да стане в средата на някоя от хоризонталните страни, за да се получи хоризонтална поляризация, като е без значение дали това ще бъде горната или долната страна.

Сгънатият по същия начин рефлекторен елемент се поставя така, че върховете на ъглите на активния елемент и на рефлектора да бъдат разположени на разстояние около 25 mm един от друг (фиг. 15.13*c*).

Усилването и диаграмата на насочено действие на тази антенна система съответствуват до голяма степен на тези на двойния квадрат. Даже при

G4ZU е измерено усилване, по-голямо с 0,5 dB и малко по-голямо затихване на сигнала в обратна посока, отколкото при двойния квадрат. Входното съпротивление на антената възлиза на около 60 Ω.

Едно особено предимство на кафезните антени е това, че цялата антена може да бъде закрепена на една носеща мачта, като хоризонталните елементи се използуват и като носещи рамена. Цялата антенна система е много компактна и има малко ветрово съпротивление. Кафезната антена за обхвата 10 m има максимален размер (радиус) 1,30 m, измерено от носещата мачта. Този радиус при дължина на вълната 15 m нараства до 1,95 m и в обхвата 20 m — до 2,60 m. Тръби от лек метал се използуват само за направата на хоризонталните отрязъци с дължина λ/8; четирите вертикални отрязъка с дължина λ/4 могат да бъдат от проводник с произволен диаметър. Целесъобразно е тръбите и проводникът да са от един и същ материал, защото в противен случай могат да се появят процеси на електрохимично разлагане.

Една примерна конструкция на кафезна антена е показана на фиг. 15.13*c*. Активният елемент се захранва отгоре, защото в този случай захранващата линия лесно може да бъде прокарана във вътрешността на тръбата, използувана за носеща мачта.

Изолацията между върховете на елементите и носещата мачта не трябва да бъде особено висококачествена, защото в тези точки на елементите се намира минимум на напрежението. Достатъчно е да се използуват подходящи блокчета от дърво, изварени предварително в парафин. При показаната конструкция обаче върху изолиращите блокчета са приложени големи механични усилия и може да се окаже необходимо тези усилия да бъдат компенсирани до известна степен с поставяне на обтяжки. За тази цел носещата мачта може да се остави малко по-дълга и така да се създаде опорна точка, от която да се спуснат обтяжките към носещите хоризонтални рамена на антената.

В табл. 15.2 са дадени резонансните дължини на елементите на кафезна антена, определени опитно от *DK4NA*. Вижда се, че посочените размери са по-големи от тези на двойния квадрат, дадени в табл. 15.1, което впрочем прави впечатление и при описаната по-долу антена „швейцарски квадрат". Причините за това явление още не са изяснени напълно, възможно е те да се дължат на доближаването на излъчващите части на антената до металната носеща мачта.

При описаната конструкция дължината на рефлектора е равна на дължината на захранвания елемент. Необходимото електрическо удължение на рефлектора се постига чрез включване на шлейф с подвижно мостче за късо съединение. С размерите, дадени в табл. 15.2, при посочените резонансни честоти се постига коефициент на стоящи вълни *s* приблизително 1. В началото и в края на 20 m обхват *s* нараства до не повече от 1,5. В границите на 15 m обхват се достига максимална стойност на *s* от 1,3 (21 MHz). Напротив, в обхвата 10 m приемлив коефициент на стоящи вълни съществува само в честотната лента между 28,3 MHz ($s=1,7$) и 29 MHz ($s=1,7$). В началото на обхвата (при 28 MHz) *s* нараства до 2,8, в края на обхвата

Таблица 15.2. Данни за оразмеряване на кафезна антена (фиг. 15.13)

Обхват	20 m 14150 kHz	15 m 21200 kHz	10 m 28600 kHz
Дължини на страните			
Захранван елемент	5,80	3,95	2,92
Рефлектор	5,80	3,95	2,92
Обиколка на елемента	23,20	15,80	11,68
Дължина на шлейфа в рефлектора	1,50	1,00	0,70

Всички размери са в m

(при 29,7 MHz) — до 2,5. Ако за работа в 10-m обхват се избере телеграфен режим, дължините на страните на елементите трябва да се увеличат на 2,96 m. Тогава резонансната честота е 28,1 MHz.

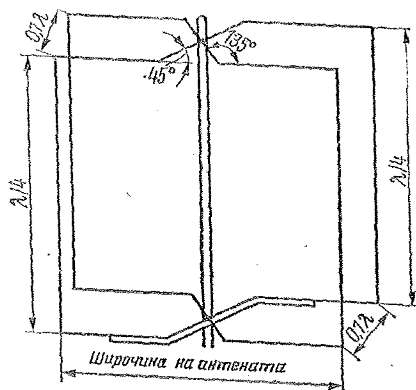
Захранването се извършва чрез произволно дълъг коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω. Междинното включване на симетриращо устройство при антената *DK4NA* се оказало излишно. В раздел 18.12. е описана една тридиапазонна кафезна антена.

Трябва да се обърне внимание на това, че кафезната антена е защитена с патент.

15.4.4. Антена «швейцарски квадрат»

Най-съвършеният съвременен тип рамкова антена представлява „*швейцарският квадрат*". Неин конструктор е известният швейцарски радиолюбител *Р. Баумгартнер. HB9CV*, оттук произлиза и името на антената. Тя е патентована в Швейцария под името „Изцяло захранена насочена антена".

Както следва от фиг. 15.14, швейцарският квадрат се състои от два успоредни квадрата с дължина на страната λ/4, които са разположени на разстояние от 0,075 до 0,1 λ един от друг. Средните части на хоризонталните елементи на антената са огънати под ъгъл 45° и средните точки на всеки от двата хоризонтални елемента на квадратите



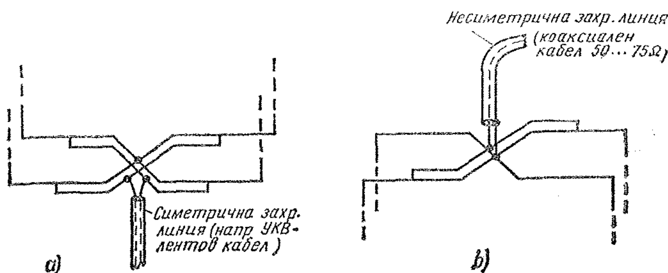
Фиг. 15.14. Антена „швейцарски квадрат"

се закрепват към носещата мачта. В точката на пресичане на двата елемента на антената протича максимален ток и електрическото свързване тук трябва да се извърши особено старателно. Тъй като на максимума на тока съответствува минимум на напрежението, тази точка на антената може да се заземи, като се свърже електрически с носещата мачта.

Пресичащите се отрязъци от двете равнини на антената не влияят смущаващо, защото протичащите в съседните елементи токове са в противофаза и практически тези отрязъци от антената не излъчват.

Захранването е отличителната черта на „швейцарския квадрат". Ако не се вземат предвид малкото на брой изключения, рефлекторът се възбужда чрез полето, създадено от активния елемент. Отличните резултати, които са постигнати при комбинирано захранване на антените *ZL* и *HB9CV* (вж. раздел 14.2.1. и раздел 14.2.2.), се дължат на директното захранване на рефлектора и на връзката между активния елемент и рефлектора посредством излъчения сигнал. По аналогия също толкова добри резултати могат да се очакват и при швейцарския квадрат. Поради комбинираното захранване енергията се разпределя равномерно в четирите елемента. Съпротивлението на излъчване остава в границите между 30 и 40 Ω.

Захранването на антенната система по избор може да се извърши в долната или горната равнина. Когато кабелът трябва да бъде отведен надолу през тръбата на носещата мачта, целесъобразно е захранването да стане в горната равнина. Симетричните захранващи линии се съгласуват чрез двоен Т-образен съгласуващ елемент (фиг. 15.15*а*). Коаксиалните кабели се свързват към двоен гама-съгласуващ елемент (фиг. 15.15*б*). От фиг. 15.15 се вижда, че двата елемента на антената се възбуждат в противофаза по съвсем прост начин. Изненадващо се оказало, че фазовата разлика от 180°, създавана при възбуждането на активния елемент и рефлектора, за да се получи насочено действие, не трябва да се има предвид при свързването на захранващата линия към антената. Тази фазова разлика се получава от само себе си, ако обиколките на двата квадрата



Фиг. 15.15. Захранване и възбуждане на антена „швейцарски квадрат"; *a* — захранване през двоен Т-образен съгласуващ елемент, *b* — захранване през двоен гама-съгласуващ елемент

се различават с 5%. По-малкият квадрат тогава действува като директор, а по-големият — като рефлектор.

При два директно захранени квадрата с равна електрическа дължина индуктивната реактивна компонента на рефлектора се компенсира от капацитивната реактивна компонента на импеданса на директора (по отношение на точките на захранване). Това твърдение се потвърждава от факта, че резонансната честота на антената, измерена в точките на захранване, се намира точно в средата на честотната лента, ограничена от собствените резонансни честоти на двата квадрата. Разликата от 5% между обиколките на активния елемент и рефлектора е определена чрез многократни измервания. При разлики, по-малки от 5%, страничните листове се увеличават, докато при разлики над 5% широчината на главния лъч се увеличава и усилването спада. От съществено значение е и това, че при разлика в обиколките на елементите 5% швейцарският квадрат по начините на свързване и поглъщане на енергията прилича на един обикновен полувълнов дипол. Това показва, че очевидно има взаимодействие между директното захранване, връзката посредством излъчването и връзката с пространството. Това взаимодействие обаче едва ли може да се изрази математически. Изпробваните данни за размерите на швейцарския квадрат са следните:

обиколка на директора — 1,092 λ,
обиколка на рефлектора — 1,148 λ,
разстояние директор — рефлектор — 0,075 . . . 0,1 λ.

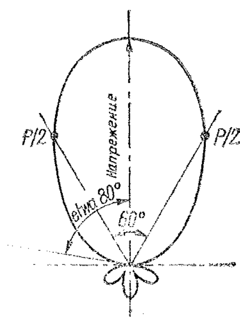
Разликата в обиколките на рефлектора и директора при практическото изпълнение на антената се разпределя само между хоризонталните части, докато вертикалните части трябва да се изработят с еднаква дължина. Точките на свързване на съгласуващите гама- и Т-образни съгласуващи елементи към антената трябва да се определят при настройката, защото тяхното правилно положение зависи от влиянието на околната среда, височината на антената и от нейната конструкция. Табл. 15.3 съдържа изпробвани размери на антени „швейцарски квадрат", оразмерени за високочестотните късовълнови любителски обхвати.

В табл. 15.3 под „височина на антената" трябва да се разбира дължината

Таблица 15.3. Данни за оразмеряване на антени „швейцарски квадрат" (фиг. 15.14)

Обхват	20 m 14150 kHz	15 m 21200 kHz	10 m 28500 kHz
Височина на антената	5,94	3,96	2,95
Широчина на антената (директор)	5,64	3,76	2,80
Широчина на антената (рефлектор)	6,23	4,16	3,09
Разстояние директор-рефлектор	2,12	1,41	1,05

Всички размери са в m



Фиг. 15.16. Диаграма на насочено действие на антена „швейцарски квадрат“

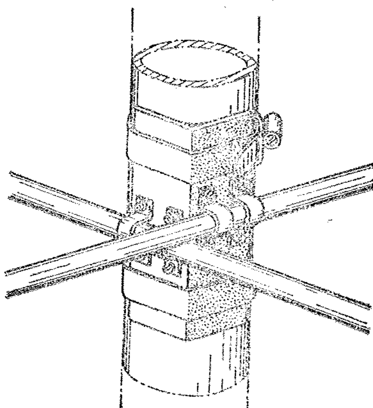
на вертикалните проводници. Под широчина на антената трябва да се разбира дължината на хоризонталните части на антената от единия до другия им край. При това не се взема предвид огъването им за закрепване към носещата мачта. Необходимите дължини на тръбите могат да се определят най-лесно геометрично, като антената, погледната отгоре, се начертае точно върху милиметрова хартия в намален мащаб.

На фиг. 15.16 е показана диаграмата на излъчване на един швейцарски квадрат, снета от *HB9CV*. Тя има ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 60°. Страничните минимуми на излъчването са разположени на около 80° от двете страни на главния лъч. Потискането на излъчването в обратна посока възлиза, както и при двойния квадрат, средно на 13 dB. Поради това, че рефлекторът се захранва, усилването на антената може да бъде малко по-голямо от това на двойния квадрат. *HB9CV* съобщава стойности от 6 до 7,9 dB. Както и при двойния квадрат, при установяване на връзки на много големи разстояния посредством антена швейцарски квадрат се появява „допълнително усилване“, обусловено от геометрията на разпространение на сигнала, което трябва да се обясни чрез излъчвателните характеристики на етажираните антенни системи. Това усилване на сигнала няма нищо общо с действителното усилване на антената, но при осъществяване на далечни връзки осигурява недвусмислено превъзходство на квадратните антени над сравняваните с тях едноетажни антени.

15.4.4.1. *Указания за построяване на антена „швейцарски квадрат“*

Вертикалните части на антената се състоят от тънки едножилни или многожилни проводници. За направата на хоризонталните отрязъци се използват тръби от лек метал (сплави, които могат да понесат механичните натоварвания). В случай на нужда краищата на тръбите могат да бъдат стабилизирани с помощта на обтяжки от изкуствено влакно (дебел рибарски конец) или още по-добре от стъкловлакно в пластмасова обвивка, закрепени към предвиденото за целта удължение на носещата мачта. За да може тръбата, използвана при направата на антената, да се огъне без набръчкване, тя трябва първо да се напълни със сух пясък и след това двата ѝ края да се затворят с коркови тапи. Едва след това тръбата се огъва около здраво закрепен предмет с подходяща кръгла форма. Средно твърдите и много твърдите тръби от лек материал трябва обаче предварително да се нагреят в мястото на огъване, с което тяхната здравина се намалява. Затова е по-добре такива тръби да се огъват в работилница с подходящи машини за огъване.

На фиг. 15.17 е показано едно закрепване към мачтата, което може да се направи саморъчно с най-обикновени инструменти. Едно парче от правоъгълен винкел се притяга към мач-

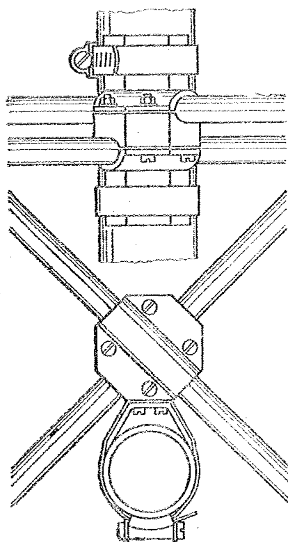


Фиг. 15.17. Закрепване към мачтата

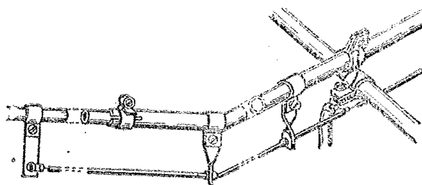
тата, но така, че при нужда да може да се премести. Към този винкел след това се закрепват двете перпендикулярни тръби. Както се вижда от фигурата, за целта се използват скоби от алуминиева ламарина, които се изработват лесно. Мястото на пресичане на двете тръби е точната геометрична и електрическа среда на антената. Там тръбите трябва да се сържат електрически една с друга и с мачтата. При тази конструкция скобите за закрепване са разположени малко встрани от точката на пресичане на тръбите. Затова под скобите трябва да се постави дълготрайна изолация. Тъй като високочестотното напрежение в тази част на антената е незначително, напълно достатъчен е един тънък изолационен слой.

На фиг. 15.18 е показано едно отлично закрепване към мачтата, което обаче не може да бъде повторено съвсем лесно от всеки радиолюбител. При него изобщо не е необходима изолация, защото мястото на пресичане на тръбите, нулевият електрически потенциал и точката на закрепване към мачтата съвпадат.

Начинът на захранване е показан на фиг. 15.19. За изработването на



Фиг. 15.18. Подобрено закрепване към мачтата



Фиг. 15.19. Механична конструкция на гама-съгласуващия елемент

гама- и Т-съгласуващите елементи особено подходящи са проводниците с изолация от PVC. Диаметърът на проводника трябва да бъде приблизително същия, както на проводниците на захранващата линия. По-дебели проводници или даже тръби не са необходими. Разстоянието между проводника на съгласуващия елемент и тръбата на антената не е критично, може да се приеме равно на $\lambda/200$. Изолацията на проводника се отстранява само в точките на свързване.

За настройката на антената се използват само един еталониран гриддипмер и един обикновен индикатор на стоящи вълни. При първите опити за настройка *Т*-образните съгласуващи елементи (съотв. гама-съгласуващите елементи) се свързват приблизително по средата между мястото на огъване на тръбата и нейния край. След това с помощта на гриддипметър резонансната честота на антената се измерва в долния край на захранващата линия (откъм предавателя). Там е свързана подходяща бобина за връзка. Резонансната характеристика на антената се различава от тази на захранващия кабел с това, че кривата е по-плоска, защото антената е шунтирана от съпротивленията на излъчване. Ако измерванията се правеха направо при елементите на антената, тогава би могло да се установи само собственият резонанс на квадратите, но не и резонансната честота на цялата антена. Отклоненията от желания резонанс могат да се коригират чрез скъсяване или удължаване на вертикалните проводници. Затова тези проводници винаги първоначално се оразмеряват малко по-дълги, отколкото е необходимо.

За да се настроят правилно изводите на гама- или Т-образните съгласуващи елементи, в захранващата линия се

включва индикатор на стоящи вълни. След това антената се настройва в резонанс, като за проверка се използува гриддипметър. Чрез промяна на мястото на свързване на съгласуващите елементи се постига възможно найниският коефициент на стоящи вълни. Общо взето, възможно е да се получи една стойност на s от 1,2. Тъй като при изместване на изводите на съгласуващите елементи до известна степен се променя и резонансната честота на антената, би трябвало накрая още веднъж да се проверят резонансната честота и коефициентът на стоящи вълни. Като обобщение може да се каже, че антената „швейцарски квадрат" има следните предимства:

механични

— изцяло метална конструкция, антената е заземена сама за себе си;

— отпадат всички помощни носещи елементи;

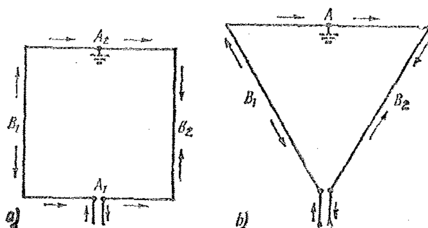
— механична устойчивост, получена чрез закрепване на двата квадрата направо към вертикалната мачта;

— малко ветрово съпротивление, доказана устойчивост срещу атмосферни влияния (бури, сняг, лед);

електрически

— просто, безупречно захранване и на двата елемента;

— незначителни топлинни загуби поради равномерното разпределение на енергията върху четирите дипола и поради използуването на тръби в частите, в които протичат големи токове;



Фиг. 15.20. Разпределение на тока при целовълнови рамкови антени; *a* — при квадратен елемент, *b* — при делтовиден елемент

— липса на всякакви загуби от утечка, защото всички части под напрежение висят свободно в пространството;

— всички продавани захранващи кабели могат да бъдат съгласувани точно.

15.4.5. Насочени делтовидни рамкови антени

Желанието да се опрости механическата конструкция на двойния квадрат доведе до използуването на делтовидни рамкови антени (вж. раздел 15.3.). Тези антени представляват една здрава и малогабаритна конструкция за обхватите 10 и 15 m. В досегашните публикации на тази конструкция се преписват същите добри свойства, които са типични за един двоен квадрат. Досега обаче не е известно дали са правени сравнителни измервания на двата типа антени.

Делтовидната рамка и квадратният елемент не се различават нито по обиколка, нито по съпротивление на излъчване. По отношение на усилването съществува една малка разлика, защото за обикновения квадратен елемент — по отношение на полувълновия дипол — се дава едно усилване от един децибел (по-точно 0,9 dB), докато на делтовидната рамка се дава усилване от 0,5 dB. Толкова малки разлики в усилването на практика са без значение. В настоящия случай обаче те могат да загатнат за различни свойства на излъчване, особено ако се сравни разпределението на тока в двата елемента.

На фиг. 15.20*a* е показано вече известното разпределение на тока (означено със стрелки) на един захранван, хоризонтално поляризиран квадратен елемент. В този случай може ясно да се види, че двата хоризонтални отрязъка A_1 и A_2 се възбуждат синфазно. Тъй като тези два отрязъка са разположени успоредно на разстояния $\lambda/4$ един от друг, те образуват една етажирана антенна система, чието излъчване е фокусирано в хоризонталната равнина (= намален вертикален ъгъл на разтвора). Усилването на тази конструкция по отношение на полувълновия дипол се дължи изключително на по-малкия вертикален ъгъл на разтвора. От особено значение обаче е

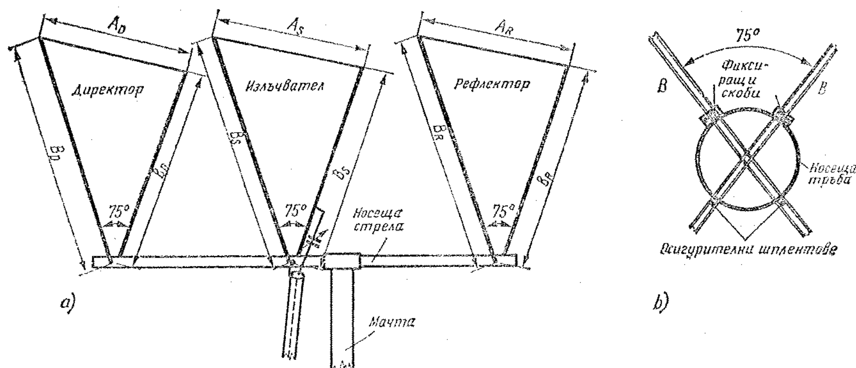
това, че заради намаления ъгъл на разтвора във вертикалната равнина „надолу“ към земната повърхност се насочва и една съответно намалена част от излъчването. Както е обяснено по-подробно в раздел 3.2.2.1., отраженията от земната повърхност в близост до антената предизвикват увеличение на ъгъла на възвишение във вертикалната равнина. Това явление, твърде нежелателно при далечното разпространение на сигнала, се неутрализира чрез поставяне на антената на възможно най-голяма височина над земята и чрез увеличаване на степента на насоченост на излъчването във вертикалната равнина. Фактът, че двойният квадрат като етажирана система има малък ъгъл на разтвора и с това, принудително — и малък ъгъл на възвишение във вертикалната равнина, обуславя неговото превъзходство над сравняваните с него антени със същото усилване, разположени в една равнина. Погледнато от тази страна, делтовидната рамка (фиг. 15.20*b*) има само един хоризонтален отрязък A, който обаче е по-дълъг с около 25% от A_1, съответно A_2, на квадратния елемент. При делтовидната рамка не се забелязва втора хоризонтална равнина. И при двата вида антени отрязъците B_1 и B_2 са възбудени противофазно и допринасят само малко за излъчването; най-малкото, от тези части на антените не могат да се очакват хоризонтално поляризирани компоненти на излъчването. Затова трябва да се приеме, че делтовидната рамка не може да има нито толкова малък ъгъл на разтвора, нито толкова малък ъгъл на възвишение, колкото един квадратен елемент.

Тези чисто теоретически разсъждения може би на практика ще бъдат опровергани, защото е възможно да не са били оценени в достатъчна степен влиянията на страните на делтовидната рамка B_1 и B_2 върху излъчвателните свойства на тази антена.

15.4.5.1. *Делтовидни рамкови антени за обхватите 10 m и 15 m*

На фиг. 15.21*a* е показана схемата за построяване на триелементна делтовидна рамкова антена. При желание директорният елемент може да се премахне и тогава антената става двуелементна. Триъгълните елементи са затворени, стоят отвесно върху здрава носеща стрела и са свързани с нея галванически. Страните B са направени от тръба от лек метал и сключват помежду си ъгъл от 75°. Хоризонталната носеща стрела (антенният трегер) трябва да бъде много стабилна, защото е подложена на значителни торзионни усилия. Хоризонталните страни на триъгълниците са от проводник. На фиг. 15.21*b* е скициран един начин за закрепване на тръбите към носещата стрела, но това в никакъв случай не е идеалното решение. Носещата стрела става по-малко здрава поради пробиването на двата отвора.

Както двуелементната, така и три-



Фиг. 15.21. Делтовидна рамкова антена; *a* — конструкция, *b* — закрепване на тръбите към носещата стрела

Таблица 15.4. Данни за оразмеряване на делтовидни рамкови антени (фиг. 15.21)

Обхват	10 m 28400 kHz	15 m 21100 kHz
Захранван елемент		
Дължина на проводника A_s	4,10	5,50
Дължина на рамото B_s	3,35	4,50
Общо обиколка	10,80	14,50
Директор		
Дължина на проводника A_D	3,98	5,36
Дължина на рамото B_D	3,24	4,36
Общо обиколка	10,46	14,08
Рефлектор		
Дължина на проводника A_R	4,40	6,16
Дължина на рамото B_R	3,59	5,00
Общо обиколка	11,58	16,16
Разстояния между елементите		
Активен елемент—рефлектор	$0{,}19\lambda = 2{,}00$	2,70
Активен елемент—рефлектор	$0{,}13\lambda = 1{,}38$	1,85
Активен елемент—директор	$0{,}095\lambda = 1{,}00$	1,35

Всички данни са в m

елементната делтовидна рамкова антена може да се захрани чрез коаксиален кабел с вълново съпротивление 50 Ω, но тогава би трябвало да се има предвид един коефициент на стоящи вълни $\geq 1{,}6:1$. В такъв случай едното рамо на захранвания елемент (B_S) трябва да се отдели и да се изолира. От механична и електрическа гледна точка е по изгодно, както е показано, антенната система да се съгласува към един какъв да е коаксиален кабел с помощта на гама-съгласуващ елемент. Тогава може да се постигне коефициент на стоящи вълни $\leq 1{,}2:1$ и едновременно се извършва необходимото преобразуване на симетрията (вж. раздел 6.3.). Размерите на използуваните гама-елементи могат да се видят от табл. 6.1.

При двуелементните делтовидни рамкови антени се препоръчва разстоянието между активния елемент и рефлектора да бъде 0,19 λ. По съображения за механична устойчивост при триелементните антени би трябвало да се избират възможно най-малки разстояния между елементите. Изгодно компромисно решение е да се избере разстояние между активния елемент и рефлектора 0,13 λ и между активния елемент и директора — 0,095 λ.

При оразмеряване на делтовидни рамкови антени за други резонансни честоти могат да се използуват следните формули за обиколките:

$$\text{Излъчвател} = \frac{306{,}3}{f} \quad (15.10.)$$

$$\text{Рефлектор} = \frac{314}{f} \quad (15.11.)$$

$$\text{Директор} = \frac{297}{f} \quad (15.12.)$$

Всички обиколки са в m, f е в MHz.

16. Въртящи се насочени излъчватели с пасивни елементи

При осъществяването на връзки на големи разстояния радиолюбителите с готовност използуват въртящи се насочени антени. За построяването им са необходими, общо взето, само тръби от лек метал и съответно място върху покрива на къщата. Към това трябва да се добави една стабилна носеща мачта и едно надеждно устройство за въртене на антената. При построяването на такива антени освен сръчност при механичната работа се изискват и добри познания по техника на безопасността.

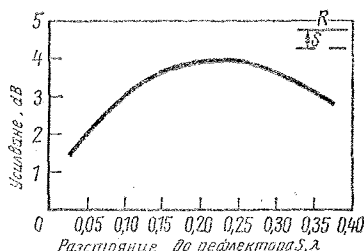
Даже един обикновен полувълнов дипол, монтиран така, че да може да се върти, вече се разглежда като една използуваема насочена антена. Въз основа на неговата двупосочна диаграма на насочено излъчване в хоризонталната равнина (вж. фиг. 3.8) се прави заключението, че е достатъчно завъртане на ъгъл 180°, за да се облъчват всички небесни посоки с максимална мощност.

Полувълновият дипол се превръща в еднопосочно излъчваща антена, ако успоредно на него, на разстояние около λ/4, се постави един пасивен рефлектор. Този рефлектор представлява прът или проводник, с 5% по-дълъг от полувълновия дипол, който не е свързан нито с предавателя, нито с активния елемент. Такива незахранвани елементи, които са свързани с активния елемент единствено чрез излъчения сигнал, се наричат пасивни или вторични излъчватели.

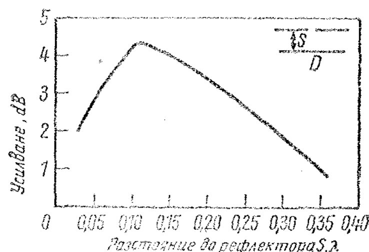
През 1926 г. японецът *С. Уда* (професор в университета в Тохоку) за първи път описва на японски език антени с много пасивни елементи. По-късно същите антени са описани и на английски език от неговия колега *Х. Яги*. Затова сега тези антени се наричат антени на *Уда—Яги* или съкратено — *Яги-антени*.

Един незахранван (пасивен) елемент при индуктивно фазово изместване действува като *рефлектор* (за целта той е по-дълъг от активния елемент). При капацитивно фазово изместване пасивният елемент служи за *направляващ* дипол или *директор* (дължината му е по-малка от тази на активния елемент).

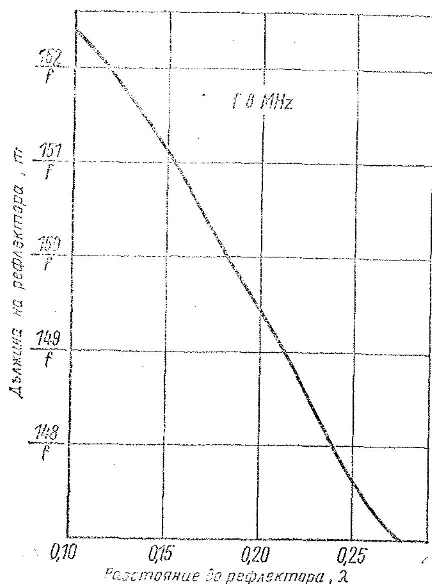
Усилването по мощност, което се постига в направление на главния лъч благодарение на пасивните елементи, зависи от разстоянието между пасивния и активния елемент. От фиг. 16.1 може да се види как това разстояние



Фиг. 16.1. Практически достижимо усилване на антена, състояща се от активен елемент и рефлектор R, в зависимост от разстоянието до рефлектора S, изразено в λ



Фиг. 16.2. Практически достижимо усилване на антена, състояща се от активен елемент и директор D, в зависимост от разстоянието до пасивния елемент S, изразено в λ



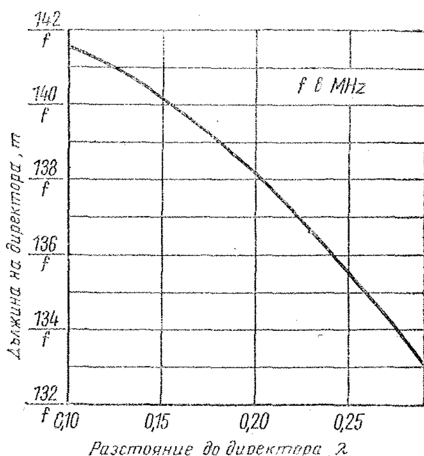
Фиг. 16.3. Зависимост на дължината на рефлектора от разстоянието до активния елемент

се отразява върху усилването, достигано на практика. Според фигурата при разстояние между активния елемент и рефлектора *S*, равно на 0,23 λ, има един плосък максимум на усилването, който на практика може да възлезе на около 4 dB (по отношение на един полувълнов дипол). За комбинацията активен елемент-директор усилването е малко по-голямо (фиг. 16.2); при разстояние между активния елемент и директора 0,11 λ то е около 4,3 dB.

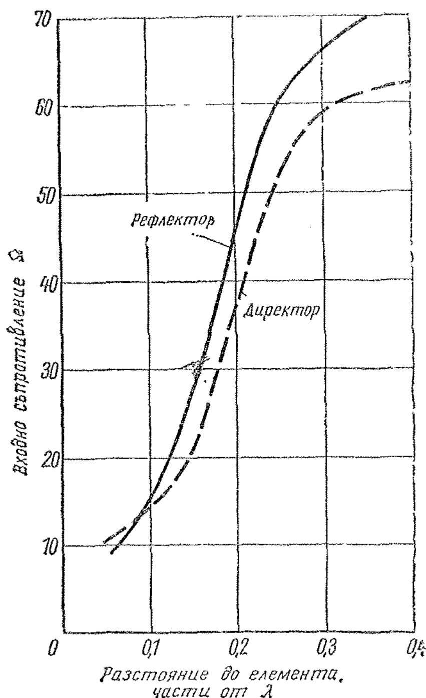
В късовълновия обхват в повечето случаи се използуват двуелементни насочени излъчватели с директор като пасивен елемент. Това се прави не толкова заради малко по-голямото усилване, отколкото при една антенна система от активен елемент и рефлектор, защото на практика тази разлика няма значение. Решаващ за избора на комбинацията активен елемент-директор е фактът, че при нея максималното усилване се постига още при разстояние между елементите λ/10, докато в другия случай рефлекторът трябва да бъде разположен поне на λ/4 от захранвания елемент (сравнете фиг. 16.1 и 16.2). Освен това директорът е с около 10% по-къс от рефлектора. Такива „икономии“ нямат особена стойност в УКВ-обхвата, но в късовълновия обхват имат голямо значение.

Оптималната дължина на пасивния елемент зависи от разстоянието му до активния елемент. Общо взето, важи правилото, че рефлекторът трябва да бъде толкова по-дълъг, колкото повече е отдалечен от излъчвателя. Обратно, директорът става по-къс при увеличаване на разстоянието *S*. Фиг. 16.3 служи за определяне на дължината на рефлектора в зависимост от разстоянието му до активния елемент, а фиг. 16.4 — за определяне на дължината на директора. В случая става дума за приблизителни стойности, при които се постига максимално усилване. Когато антената трябва да има напр. особено голяма широчина на пропусканата честотна лента при сравнително голямо усилване, тогава се получават други данни за дължината на елементите. За такива случаи се избират по-дълги рефлектори, съотв. по-къси директори.

Входното съпротивление на захранвания елемент се определя от факторите дължина на елементите и разстояние между тях. Като правило съпротивлението на излъчване и с това и входното съпротивление на антената спада толкова повече, колкото пасивният или пасивните елементи се добли-



Фиг. 16.4. Зависимост на дължината на директора от разстоянието до активния елемент

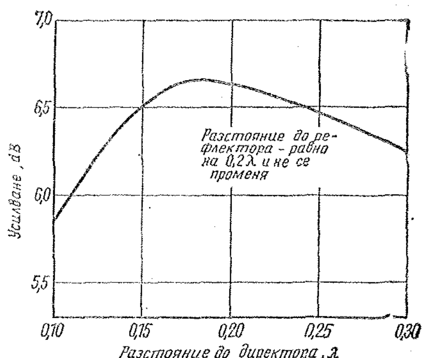


Фиг. 16.5. Зависимост на входного съпротивление на полувълнов дипол с рефлектор или директор от разстоянието до пасивните елементи

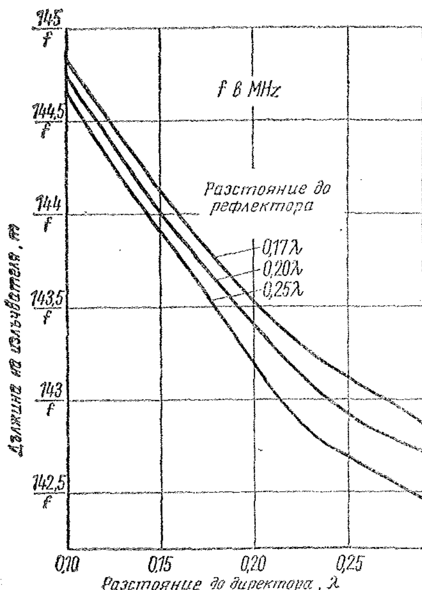
жават до захранвания елемент. На фиг. 16.5 са показани стойностите, които приема входното съпротивление на антената в зависимост от разстоянието между активния и пасивните елементи. Те са приблизително точни, когато дължините на елементите са избрани така, че да се получи максимално усилване. Оттук следва, че при разстояния между елементите, по-малки от 0,1 λ, входното съпротивление спада под 15 Ω. Това означава, че заради протичащите твърде големи токове загубите в проводника на антената ще се увеличат и теоретично възможното усилване на практика няма да бъде достигнато. Едновременно с това при малки разстояния между елементите широчината на пропускаемата честотна лента става много малка и оразмеряването на резонансните дължини става критично. Затова трябва да се предпочитат относително големите разстояния между елементите; с тях не винаги се постига максималното усилване,обаче се получава сравнително високо входно съпротивление (по-малки загуби), по-голяма широчина на пропусканата честотна лента и с това — по-лесна настройка в резонанс. Широчината на пропусканата честотна лента и съпротивлението на излъчване могат да се коригират посредством дължината на елементите, така че при сравнително малки разстояния между елементите да се получи достатъчно широка пропускана честотна лента при сравнително високи входни съпротивления. По този начин даже при най-обикновените Яги-антени съществуват най-различни възможности за оразмеряване, което да бъде оптимално за определената цел.

При късовълновите антени, общо взето, се използват не повече от два пасивни елемента. Тези антени се състоят от един захранван полувълнов дипол, един рефлектор и един директор. Това е най-малката конструкция на Яги-антена. Тъй като съдържа общо три елемента, тя се нарича триелементна Яги-антена. Като изключение в 10-m обхват понякога се използват антени с повече от три елемента.

Практически достиганото усилване при една Яги-антена може да възлезе на около 7 dB. При обикновените любителски антени за късовълновия обхват може да се разчита на едно усилване между 5,5 и 6,5 dB. Като пример на фиг. 16.6 е показано усилването на една



Фиг. 16.6. Зависимост на усилването на триелементна антена с разстояние между активния елемент и рефлектора 0,2 λ от разстоянието между активния елемент и директора



Фиг. 16.7. Оптимална дължина на активния елемент на 3-елементна Яги-антена в зависимост от разстоянията между активния елемент и рефлектора, съотв. директора

триелементна Яги-антена при постоянно разстояние между активния елемент и рефлектора в зависимост от разстоянието между активния елемент и директора.

При оптималното оразмеряване на една Яги-антена трябва да се установят не само дължините на пасивните елементи и разстоянието им до активния елемент, но и да се определи резонансната дължина на захранвания елемент в зависимост от разстоянието до пасивните елементи. Оптималната дължина на захранвания дипол става толкова по-малка, колкото по-близо до него са разположени пасивните елементи. Това следва от фиг. 16.7, на която е показана оптималната дължина на излъчвателя в зависимост от разстоянието му до рефлектора и до директора. В този случай също става дума за приблизителни стойности, верни при оразмеряване на антената за максимално усилване. Трябва да се вземе предвид и коефициентът на изтъняване на захранвания елемент.

16.1. Съображения относно икономичността на въртящите се насочени излъчватели

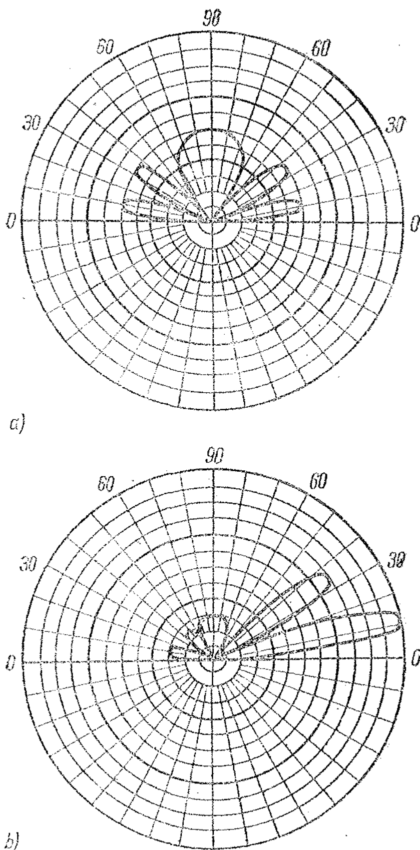
Често срещаното твърдение, че въртящата се хоризонтална Яги-антена представлява една от най-икономичните конструкции за любителски връзки на големи разстояния, би могло отначало да се стори парадоксално, защото за такава антена са необходими значителни разходи за носещата мачта и устройството за въртене. Тръбите от лек метал, от които се правят елементите на антената, също не са съвсем евтини.

Една триелементна Яги-антена в направление на главния лъч дава усилване средно 6 dB. То съответствува приблизително на четирикратно нарастване на мощността. На практика това означава, че напр. един 20-W предавател с 3-елементна Яги-антена създава в някоя точка на приемане, разположена по направлението на главния лъч същата напрегнатост на полето, както един 80-W предавател, свързан към обикновен полувълнов дипол. При определени обстоятелства, които ще бъдат пояснени допълнително, тази разлика е още по-голяма. Всеки радиолюбител знае, че повишаването на мощността на предавателя от 20 на 80 W може да бъде много скъпо. Разходите само за направата на блока за високоволтовото захранване и модулатора биха надвишили тези, извършени при изработката на насочена въртяща се антена. Повишаването на мощността на предавателя освен това почти винаги предизвиква и нарастване на радио- и телевизионните смущения, особено когато голямата енергия се излъчва практически на всички страни от една обикновена антена. Голямото тегло и обем, високата консумация на ток и анодните напрежения (също високи) са другите недостатъци на любителските предаватели с голяма изходна мощност.

Един полувълнов дипол не би осигурил същите добри DX-връзки даже при 80-W предавател, както една триелементна Яги-антена, захранвана от 20-W предавател. Ако се сравнят диаграмите на излъчване на двете антени, разположени на еднаква височина над

„идеална“ земя, се вижда, че полувълновият дипол излъчва една голяма част от енергията право нагоре, докато Яги-антената излъчва под малък ъгъл спрямо хоризонта. Това е особено важно при DX-връзките (вж. раздел 3.2.2.). На фиг. 16.8*a* е показана диаграмата на излъчване във вертикалната равнина на един полувълнов дипол, а на фиг. 16.8*b* — диаграмата на излъчване във вертикалната равнина на една хоризонтална триелементна Яги-антена. Двата излъчвателя са монтирани на височина 1,25 λ над земята. Ъгълът и броят на листовете от вертикалната диаграма на излъчване при двете антени са еднакви. При Яги-антената обаче най-голямата част от енергията се излъчва под по-малък ъгъл спрямо хоризонта (вж. също фиг. 3.13). Това концентриране на главното излъчване с малък ъгъл на възвишение може да предизвика при практическите радиовръзки на далечни разстояния извънредно големи разлики в напрегнатостта на полето, които се дължат на използването на Яги-антена.

Когато насочени излъчватели се използват и като приемна антена, а почти винаги това е така, техните предимства се проявяват в още по-голяма степен. Докато далечните радиостанции, лежащи по направлението на главния лъч, се приемат при високо ниво на сигнала, по-близко разположените европейски станции се чуват значително по-слабо. Това явление също се обяснява с диаграмата на излъчване във вертикалната равнина. Вертикалният ъгъл на падане на сигнала от близките радиостанции е голям, докато сигналът от далечните станции попада върху приемната антена под малък ъгъл (вж. разпространение на радиовълните, раздел 2.). От фиг. 16.8 се вижда, че триелементната Яги-антена за разлика от полувълновия дипол (фиг. 16.8*a*) приема по-добре сигналите, падащи под малък ъгъл, а сигналите, падащи под голям ъгъл, се потискат силно. Голямата степен на насоченост в хоризонталната равнина допринася за това да се приемат добре само сигнали, идващи по направлението на главния лъч. При днешната претрупаност на любителските обхвати едно такова обстоятелство е от особено значение, защото с насочени излъчватели има



Фиг. 16.8. Диаграма на излъчване във вертикалната равнина; *a* — на хоризонтален полувълнов дипол, монтиран на височина 1,25 λ над земята, *b* — на хоризонтална 3-елементна Яги-антена, монтирана на височина 1,25 λ над земната повърхност

възможност да се елиминира и голяма част от „глобалния QRM“.

Старата любителска мъдрост: „Може да се предава само дотам, откъдето се приема сигнал“ и днес важи с пълна сила. Каква е ползата, ако в насрещната страна се излъчва силен сигнал, но поради „европейския QRM“ не може да се приеме отговорът на далечния партньор? В такива случаи не помагат и най-селективните големи приемници, докато един добър насочен излъчвател в комбинация с един среден



Фиг. 16.9. Двуелементен насочен излъчвател данни за оразмеряването са дадени в табл. 16.1)

приемник най-често се справя с такива затруднения. „Бимът" отвежда до входа на приемника само част от съществуващата в мястото на приемане смесица от сигнали, но тази част е усилена и пристига от точно определена посока. Освен това, както вече беше споменато, сигналите на смущаващите европейски радиостанции, които попадат върху антената под голям ъгъл, се потискат от нея заради нейната диаграма на насочено действие във вертикалната равнина.

Затихването на сигнала в обратна посока при работа на 3-елементната Яги-антена като предавателна или приемна антена достига от 15 до 20 dB и зависи много силно от вертикалния ъгъл на падане на сигнала. Затихването на сигнала по посока на двата странични минимума може да възлезе на 30 dB.

Предимствата на насочените въртящи се излъчватели от механична гледна точка са главно тези, че една такава антена има само един захранван елемент и един или два пасивни елемента. Затова отпада всякакво „опроводяване". Който познава несигурността на спойките, подложени на атмосферно въздействие по всяко време на годината, би оценил този факт. Друго голямо предимство е възможността цялата конструкция да се изработи от метал. При това всички елементи и метални носещи части се заземяват направо. Тогава няма да има статични заряди и грижата за гръмозащита до голяма степен отпада.

16.2. Хоризонтални двуелементни въртящи се насочени излъчватели

Хоризонталните двуелементни насочени излъчватели се използват главно в любителския обхват 20 m, защото изработката на една 3-елементна Яги-антена за този обхват често е твърде сложна. Двуелементната антена може да бъде конструирана по два начина — или като комбинация от излъчвател и рефлектор, или като двойка от вибратор и директор. Поради споменатите по-горе причини се предпочита антенната система да се състои от вибратор и директор.

На фиг. 16.9 е показана схемата за

Таблица 16.1. Данни за оразмеряване на 2-елементен насочен излъчвател (фиг. 16.9)

Любителски обхват	40 m	20 m	15 m
Резонансна честота	7050 kHz	14 150 kHz	21 200 kHz
Дължина S	20,53 m	10,24 m	6 83 m
Дължина D	19,37 m	9,66 m	6,34 m
Разстояние A	5,18 m	2,59 m	1,70 m
Диаметър d	50 mm	35—40 mm	25 mm
Съпротивление на излъчване	18 Ω	18 Ω	18 Ω
Любителски обхват	10 m	10 m	10 m
Резонансна честота	28 500 kHz	28 100 kHz (телеграфия)	29 000 kHz (телефония)
Дължина S	5,03 m	5,16 m	4,95 m
Дължина D	4,66 m	4,86 m	4,58 m
Разстояние A	1,28 m	1,31 m	1,26 m
Диаметър d	35—40 mm	25 mm	35—40 mm
Съпротивление на излъчване	20 Ω	18 Ω	20 Ω

изработване на двуелементен насочен излъчвател, чиито геометрични размери са дадени в табл. 16.1.

Такива двуелементни насочени излъчватели имат ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина α_E от около 75° и огъл на разтвора във вертикалната равнина α_H от около 130° при предположение, че антената е монтирана на достатъчна височина. При приближаване на антената към повърхността на земята, което на практика винаги съществува в късовълновия обхват, диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина се променя в съответствие с данните, посочени в раздел 3.2.2.1.

С размерите, дадени в табл. 16.1, може да се постигне усилване от около 4 dB. В зависимост от ъгъла на падане на приемания сигнал потискането на сигнала в обратно направление е приблизително между 7 и 15 dB. Резонансните честоти на антените са избрани така, че при работа в режим на телеграфия в обхватите 15, 20 и 40 m коефициентът на стоящи вълни по съгласувана захранваща линия не надвишава 1,3; във високочестотния край на обхвата той нараства до около 1,7. Антената за обхвата 10 m има коефициент на стоящи вълни, по-малък от 1,3 в честотни диапазон от 28 000 до 29 000 kHz; във високочестотния край на обхвата (при 29 700 kHz) той нараства до 2. При оразмеряване за работа в режим на телеграфия в 10 m обхват трябва да се покрие честотна лента с широчина само 200 kHz (от 28 000 до 28 200 kHz). Затова честотната лента на антената може да бъде стеснена за сметка на едно малко по-голямо усилване, при което коефициентът на стоящи вълни в съгласуваната захранваща линия при телеграфия не надвишава 1,2. Ако антената ще се използува изключително за работа на телефония, тогава се препоръчва да се измести резонансната честота на антената към средата на телефонния обхват (29 000 kHz). Коефициентът на стоящи вълни тогава няма да бъде по-голям от 1,6 в целия обхват за телефония (от 28 200 до 29 700 kHz).

Настоящите данни са валидни само ако антената се намира на височина λ/2 или повече над земната повърхност. В този случай отклонението от предварително пресметнатата резонансна честота няма да бъде по-голямо от 50 kHz. Ако височината на антената е по-малка от λ/2, резонансната честота се измества към долния край на обхвата. Това се дължи на големия капацитет на земята, който влияе на намиращите се близко до повърхността антени. Тогава например една антена, пресметната за резонансна честота 21 200 kHz, би могла да има в действителност резонансна честота 20 800 kHz. Както вече беше обяснено, малката височина на монтиране на антената предизвиква и увеличаване на ъгъла на възвишение, с което се ликвидират част от добрите DX-качества на насочения излъчвател.

Препятствията в близост до антената често предизвикват непредвидени отражения и поглъщания на сигнала. Особено неприятно е въздействието на напрежителните проводници, телефонните жици, олуците, гръмоотводите и т. н. Най-често обаче те влошават работата на антената само ако главният лъч в диаграмата на излъчване е насочен към тях. В зависимост от вида и отдалечеността на „смутителя" трябва да се предвиди едно по-голямо или по-малко влошаване на качествата на антената в определени направления.

Трябва да се спомене още и това, че диаметърът на тръбите, от които са изработени елементите на антената, влияе както върху резонансната ѝ честота, така и върху широчината на пропусканата честотна лента. При по-тънки тръби се изисква по-малко удължаване на елементите, но и честотната лента на антената намалява. По-дебелите тръби трябва да се скъсяват малко; широчината на пропусканата честотна лента нараства до известна степен. Това обстоятелство обаче трябва да се има предвид само ако се използуват тръби, чийто диаметър се различава от предписания с повече от 50%.

16.3. Хоризонтални триелементни Яги-антени

Когато към двуелементния насочен излъчвател се добави още един пасивен елемент — този път рефлектор, излъчвателните свойства на антената се подобряват още повече. Такива антени с по 3 елемента все още могат да се изработят сравнително лесно за



Фиг. 16.10. Схема на 3-елементна Яги-антена (данни за оразмеряването са дадени в табл. 16.2)

обхватите 10 m и 15 m, но заради своите размери една такава антена за обхвата 20 m представлява почти границата на осъществимото с любителски средства.

На фиг. 16.10 са обяснени означенията, които са използувани в табл. 16.2 при даване на геометричните размери на 3-елементни Яги-антени.

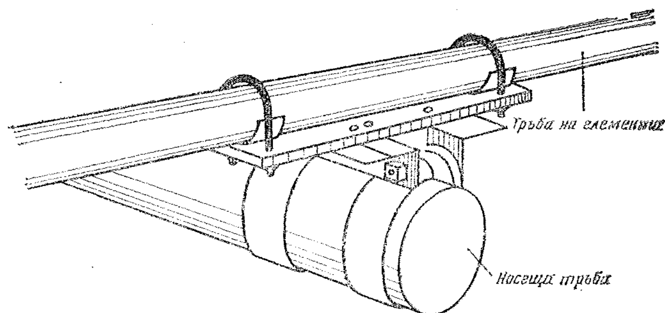
При антена, оразмерена за обхвата 15 m, коефициентът на стоящи вълни на съгласуваната захранваща линия в целия обхват не надвишава 1,4. За обхватите 10 m и 20 m са дадени по няколко конструкции, които в зависимост от предназначението им се различават по резонансна честота. Дадените при двуелементните антени обяснения за влиянието на височината на монтиране и на отношението дължина/диаметър върху излъчвателните свойства важат и за 3-елементните Яги-антени.

Усилването на показаната 3-елементна Яги-антена възлиза на около 6,5 dB, потискането на сигнала в обратна посока е около и над 15 dB. Може да се разчита на ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина α_E от около 65° и на ъгъл на разтвора във вертикалната равнина α_H от приблизително 110°. Близостта на земята на практика винаги оказва влияние върху антената и затова диаграмата на насочено действие във вертикалната равнина е разклонена (вж. раздел 3.2.2.1.).

Ако резонансната честота на една антена, оразмерена за обхвата 20 m, се избере равна на 14 150 kHz, в честотната лента, определена за работа на телеграфия, коефициентът на стоящи вълни в съгласуваната захранваща линия е <1,4. Във високочестотния край на обхвата той нараства до около 1,8. Когато антената е оразмерена специално за работа на телеграфия (резонансна честота 14 050 kHz), коефициентът на стоящи вълни е <1,2, но при работа във високочестотния край на обхвата нараства до 2,5. Конструкцията с резонансна честота 14 250 kHz

Таблица 16.2. Данни за оразмеряване на 3-елементни Яги-антени (фиг. 16.10)

Любителски обхват	20 m	20 m	20 m
Резонансна честота	14 150 kHz	14 050 kHz	14 250 kHz
Приложение	в целия обхват	за телеграфия	за телефония
Дължина S	10,19 m	10,26 m	10,12 m
Дължина D	9,58 m	9,69 m	9,52 m
Дължина R	10,79 m	10,87 m	10,72 m
Разстояние A	3,02 m	3,04 m	3,00 m
Диаметър d	35—40 mm	35—40 mm	35—40 mm
Съпротивление на излъчване	20 Ω	20 Ω	20 Ω
Любителски обхват	15 m	10 m	10 m
Резонансна честота	21 200 kHz	28 200 kHz	29 000 kHz
Дължина S	6,83 m	5,13 m	4,99 m
Дължина D	6,40 m	4,71 m	4,51 m
Дължина R	7,22 m	5,46 m	5,31 m
Разстояние A	1,98 m	2,00 m	1,95 m
Диаметър d	25 mm	35—40 mm	35—40 mm
Съпротивление на излъчване	20 Ω	22 Ω	22 Ω



Фиг. 16.11. Закрепване на елемента към носещата стрела (трегера)

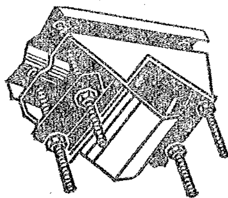
има коефициент на стоящи вълни <1,3 в целия телефонен участък; този коефициент се увеличава до около 2, когато антената работи в нискочестотния край на обхвата.

Антената за обхвата 10 m има максимален коефициент на стоящи вълни $s=1,3$ за работа в режим на телеграфия (при резонансна честота 28 200 kHz). Този коефициент остава постоянен в честотната лента от 28 000 до 28 500 kHz. Когато е избрана резонансна честота 29 000 kHz, в цялата честотна лента, определена за работа на телефония, коефициентът на стоящи вълни в съгласуваната захранваща линия не надвишава 1,8. В нискочестотния край на обхвата то нараства до 2 (при 28 000 kHz).

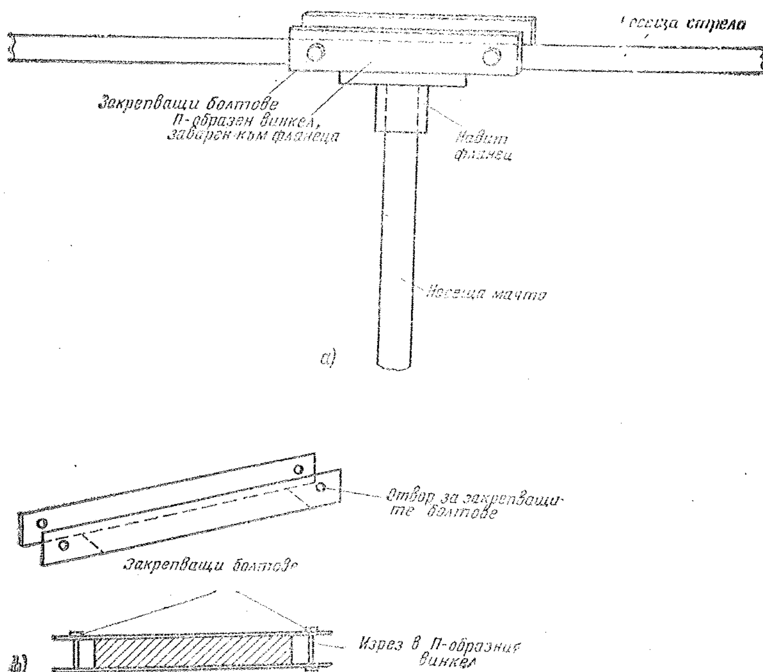
16.4. Захранване на въртящите се насочени излъчватели

Всички въртящи се насочени излъчватели, предложени в този раздел, имат съпротивление на излъчване (входно съпротивление) от около 20 Ω. Директно захранване на излъчвателя не е възможно, защото технически не може да се реализират линии с малки загуби и вълново съпротивление 20 Ω. Тъй като по механични съображения е желателно да не се прекъсва в средата захранваният елемент, отпада възможността за използуване на четвъртвълнови трансформатори или съгласуващи шлейфове. Целостта на захранвания елемент ще се съхрани, ако се използува Т-образен съгласуващ елемент (вж. раздел 6.2.). След като без друго се строи една висококачествена насочена антена, не би трябвало да се правят икономии за сметка на захранващата линия. По тези съображения като правило се използува само коаксиален кабел. Той трябва да бъде симетриран към Т-образния съгласуващ елемент с помощта на четвъртвълнов симетриращ трансформатор или някакво друго симетриращо устройство. Това би бил един доста сложен начин, който би изисквал и голям разход на материали.

Проблемът за съгласуването се решава почти идеално чрез използуването на гама-съгласуване (вж. раздел 6.3.) или неговата усъвършенствувана форма — омега-съгласуването (вж. раздел 6.4.). Въпреки простото си изпълнение гама-съгласуването в никакъв случай не е помощно решение. Това е най-изгодният начин (от електрическа и механична гледна точка) за съгласуване на какъв да е коаксален кабел към една антена с непрекъснат излъчвателен елемент. Всички подробности за гама-съгласуването и неговата форма могат да се видят от раздел 6.3., фиг. 6.4 и табл. 6.1. Данните от табл. 6.1. могат направо да се използуват при описаните въртящи се насочени излъчватели, защото те са пресметнати за коефициент на трансформация на съпротивленията 1 : 3. Омега-съгласува-



Фиг. 16.12. Скоби за връзката елемент — трегер



Фиг. 16.13. Свързване на хоризонтална носеща стрела към вертикална антенна мачта; *a* — предложение за конструкцията, *b* — чертеж на П-образния винкел

нето, което също така е много подходящо за случая, е описано в раздел 6.4. и е илюстрирано с фиг. 6.5 и 6.6. При него съгласуващата тръба е с два пъти по-малка дължина, отколкото при гама-съгласуването и освен това съществува възможност за удобна настройка.

16.5. Носещата стрела (трегерът)

Възможността за целометална конструкция се дължи на факта, че полувълновите елементи могат да се свързват с металната носеща стрела в геометричната си среда, т. е. при минимума на напрежение, без да се използува каквато и да е изолация. Такава насочена антена има малко ветрово съпротивление, тя е сравнително лека и въпреки това много стабилна. За съжаление съществуват определени трудности при намирането на носеща тръба, която да изпълнява всички изисквания. Подходящи тръби от лек метал се използуват в самолетостроенето. В строителството такива тръби се използуват за изработване на скеле. Тези тръби са комплектувани с подходящи принадлежности — Т-образни елементи, винкели и пр.

Стабилното закрепване на тръбите на елементите към трегера става посредством скоби, които може да изработи всеки шлосер. Безусловно би трябвало да се избягва пробиването на тръбите на елементите, понеже се намалява здравината им. На фиг. 16.11 е показано как може да се закрепи стабилно елементът към носещата стрела, без да се пробиват тръбите. Всички метални части трябва да се покрият с антикорозионна смес.

Когато е необходимо да се използуват обтяжки (при прекомерно провисване на елементите), за препоръчване е те да са изготвени от дедерон. Такива обтяжки са здрави, изолират отлично и са устойчиви на атмосферни

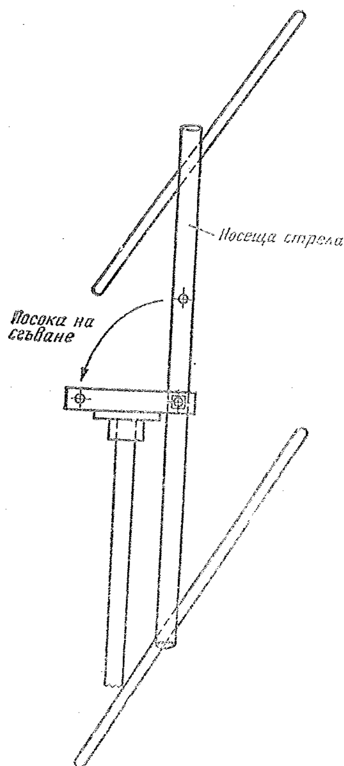
въздействия. По магазините се продават въжета за сушене на пране с дебелина около 2,5 mm, изработени от дедерон. Още по-подходящо е стъкловлакното с пластмасова обхвивка, защото то не се разтяга.

16.6. Закрепване на насочената антена към носещата мачта

За носеща мачта са подходящи стоманени тръби със съответния диаметър (поцинковани водопроводни тръби, тръби за газопроводи или паропроводи). Понякога могат да се намерят и подходящи свързващи фланци. Както е показано на фиг. 16.13, в края на тръбата се завива един фланец с възможно по-голяма площ, към който е заварен П-образен винкел от стоманена ламарина. Този винкел служи за опора на хоризонталната носеща стрела, която се фиксира в окончателното си положение чрез два здрави болта. Фланецът също трябва да се осигури срещу самопроизволно развиване.

Една такава конструкция има предимството, че антената може да се сглоби на земята и след това да се изтегли нагоре по носещата мачта, докато дупката, пробита в центъра на тежестта на носещата стрела, съвпадне с една от дупките, пробити на П-образния винкел. В тази дупка се прокарва единият болт и за начало антената се закрепва в положението, показано на фиг. 16.14.

След това антената се завърта до хоризонтално положение и се фиксира окончателно с втория болт. Освен простото монтиране тази конструкция има и предимството, че целият насочен излъчвател винаги може да бъде завъртян във вертикално положение чрез отстраняване на единия или другия болт. По този начин се създават удобства за провеждане на необходимите работи по антената.

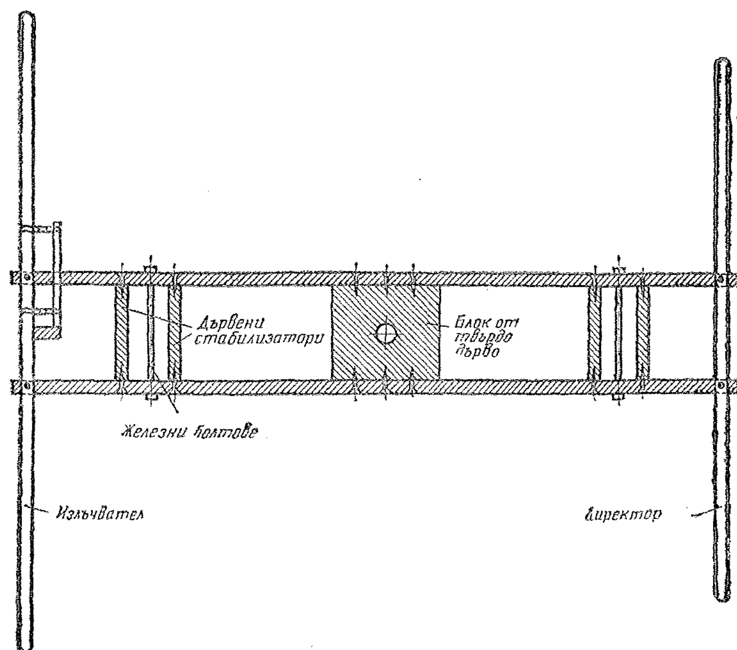


Фиг. 16.14. Закрепване на насочения излъчвател към носещата мачта

16.7. Носещи стрели, изработени от дърво

В много случаи радиолюбителят е принуден да изработи носещата стрела на насочената антена от дърво. Подходяща за използване е отлежалата смърчова или борова дървесина. Съществуват различни възможности за направа на стабилни носещи стрели от дърво. Една от тях е показана на фиг. 16.15.

Закрепването на елементите към дървената стрела става, като се използват и изолатори. Обаче елементите могат да се закрепят и направо с обикновени скоби, като в мястото на закрепване се увиват в тънко *полиетиленово фолио*. Блокът от твърдо дърво, намиращ се в средата на носещата стрела, поема носещата мачта. В случай на нужда той може да се заздрави чрез покритие от стоманена ламарина, което обхваща и носещата стрела. За да се осигури възможно най-продължителна работа на цялата конструкция, тя трябва старателно да се импрегнира. В този случай също е възможно да се реализира целометалическа конструкция, за



Фиг. 16.15. Трегер, изработен от дърво

да се осигури гръмозащита. За целта геометричната среда на всеки елемент се свързва със средата на другите елементи посредством широка метална лента или чрез дебел проводник. Този проводник (или метална лента) се закрепва с винт към заземената стоманена носеща мачта, като във всички случаи трябва да се осигури добър контакт в точката на свързване.

17. Насочени антени със скъсени елементи

Насочените антени с намалени размери възбуждат нарастващ интерес у онези радиолюбители, които поради липса на достатъчно място или по други съображения не могат да си позволят изработването на една насочена антена с нормални размери. Известни са различни конструкции, които работят с повече или по-малко скъсени елементи.

Общо взето, всяка антена може да се скъси механически достатъчно силно, стига обаче едновременно с това да се вземат мерки за компенсиране на намалението на капацитета и индуктивността, предизвикано от скъсяването, за да се възстанови първоначалната резонансна честота на антената. В повечето случаи механическото скъсяване на антената се компенсира чрез индуктивности (бобини или отрязъци от двупроводни линии), които се включват в точките, в които има *максимум на тока*, или в близост до тях. Порядко се използуват капацитивни товари, които се включват в края на елементите *(в максимум на напрежението)* и които представляват ламаринени шайби или други структури с голям капацитет.

Едно скъсяване на естествената дължина на излъчвателя *винаги* обуславя по-голямо или по-малко влошаване на излъчвателните му свойства; ако това не беше така, не биха съществували някакви особени антенни проблеми. Преди всичко скъсяването на антената предизвиква намаляване на усилването и на широчината на пропусканата честотна лента.

Съществува едно приблизително правило, което гласи, че широчината на пропусканата честотна лента и съпротивлението на излъчване спадат пропорционално на квадрата на коефициента на скъсяване. Това означава напр., че скъсяването на един дипол до 2/3 от неговата естествена дължина ще предизвика спадане на съпротивлението на излъчване и на широчината на пропусканата честотна лента до стойност, възлизаща на 4/9 от нормалната.

В първо приближение спадането на усилването се дължи на това, че една част от излъчващия елемент се замества от бобина. Полето, излъчено от тази бобина, е много по-малко от това, което би излъчил заместеният от нея отрязък от антенния проводник. Така разпространението на електромагнитното поле около антената, общо взето, се ограничава и ефективността на излъчването намалява.

Когато става дума за една приемна антена, обяснението е, че антенният проводник може да отнеме от заобикалящото го електромагнитно поле само толкова енергия, колкото съответствува на ефективната му повърхност. Тъй като едно пространствено скъсяване на антената е равнозначно на намаляване на нейната ефективна повърхност, трябва да намалее също и приетата енергия.

Намаляването на излъчването, съотв. намаляването на ефективната повърхност на антената е свързано със спадане на съпротивлението на излъчване. С това се стеснява пропусканата честотна лента и се увеличават загубите в антенния проводник (големи токове). При насочените излъчватели с пасивни елементи съпротивлението на излъчване и без това е малко, но при скъсяване на елементите то може да спадне до 5 Ω. Ако загубното съпротивление, внесено главно от удължителните бобини, възлиза също на 5 Ω (което е една съвсем реална стойност), коефициентът на полезно действие на антената става само 50%. За да се поддържат тези допълнителни загуби в проводника на възможно най-ниско ниво, би трябвало удължителните бобини да бъдат с извънредно голям качествен фактор. Токовете, които протичат при малкото



Фиг. 17.1
Скъсена антена за обхвата 40 m с удължаващ шлейфове

съпротивление на излъчване на антената, са много големи. Затова повърхността на проводника на удължителните бобини трябва да е възможно най-голяма и да бъде с много добра проводимост (скинефект). Няма особена полза от това бобината да се измести от мястото, в което токът е максимален. Тогава нейното удължаващо действие отслабва, следователно би трябвало да се увеличи броят на навивките и в крайна сметка загубите няма да са по-малки.

Удължителните бобини нарушават синусоидалното разпределение на тока и напрежението по дължината на антенния проводник и влияят върху характеристиката на насочено действие. Единственото свойство на насочените антени, което се запазва до голяма степен непроменено при скъсяване на елементите им, е потискането на излъчването в обратна посока. Когато коефициентът на полезно действие има второстепенна роля, но се изискват малогабаритност и голяма степен на насоченост (напр. при антените за „лов на лисици"), тогава излъчвателите с пространствено скъсени елементи имат определени предимства. Късовълновите антени, монтирани върху превозни средства, почти винаги се настройват в резонанс с помощта на удължителни бобини. Изобщо винаги е по-добре, когато няма възможност да се построи нормален насочен излъчвател да се използва такъв със скъсени елементи, отколкото някаква друга временна антена.

Удължителните бобини, разположени при максимума на тока, могат да се заместят много успешно от линейни удължителни елементи. Фирмата *Hy Gain* произвежда насочена антена за обхвата 40 m с пространствено скъсени елементи, като използува този принцип. Активният елемент на тази антена е показан на фиг. 17.1. Двата шлейфа — те са направени от меден проводник с диаметър около 2 mm — допринасят за това общата дължина на полувълновия елемент за обхвата 40 m да бъде вместо 20,50 m само 13,50 m. Това представлява едно скъсяване до около 65% от нормалната дължина. Линейните удължителни елементи предизвикват по-малки загуби, отколкото обикновените удължителни бобини; спадането на съпротивлението на излъчване изглежда също е по-малко, защото коефициентът на стоящи вълни за една двуелементна насочена антена, скъсена по този начин, не надвишава 2 в целия 40-m обхват.

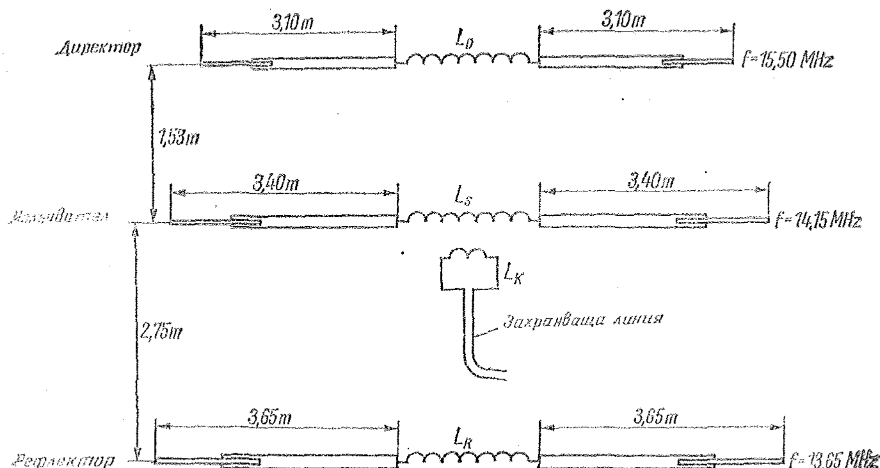
Скъсяващи капацитети се използуват предимно при вертикалните антени под формата на върхови удължителни капацитети. Те рядко се използуват при хоризонталните въртящи се насочени антени, защото натежават в края на антената и я претоварват механически (имат лостово действие).

17.1. Скъсена насочена антена *VK2AOU*

VK2AOU публикува описанието на една скъсена триелементна насочена антена за обхвата 20 m, която лесно може да бъде построена по описанието, тъй като в него са дадени съвсем подробни данни за размерите.

Една нормална триелементна Яги-антена за обхвата 20 m изисква за построяването си свободна площ от 65 m². При антената със скъсени елементи е необходима свободна площ от само 32 m². Антената *VK2AOU* със скъсени елементи има почти същото усилване, малко по-малка широчина на пропусканата честотна лента, но по-голямо потискане на сигнала в обратна посока, отколкото антената с нормални размери. На фиг. 17.2 е показана схематично антената със скъсени елементи. Нейните размери са предложени от *VK2AOU*.

Резонансните честоти за отделните елементи трябва да се измерят с гриддипметър, когато антената е монтирана в работно положение. Естествено настройката на антената, монтирана върху висока мачта, е съвсем неудобна, ако не невъзможна. Затова *VK2AOU*



Фиг. 17.2. Скъсена насочена антена за 20 m *VK2AOU*. Размери на удължителните бобини:
L_D = 9 нав., дължина на бобината 6,5 cm, диаметър на бобината 6 cm;
L_S = 11 нав., дължина на бобината 8,0 cm, диаметър на бобината 6 cm;
L_R = 10 Нав., дължина на бобината 7,5 cm, диаметър на бобината 6 cm;
L_K = 3 нав., дължина на бобината 5,0 cm, диаметър на бобината 10 cm
(L_K е навита свободно върху L_S).
Проводници: за L_D, L_S и L_R се използуват алуминиеви или медни проводници (или CuAg) с диаметър $\geq$3 mm; за L_K — медни или CuAg проводници с диаметър, поголям или равен на 3 mm

извършва настройката, като закрепва антената на височина 1,8 m над земята. Разбира се, при тази „работна височина" трябва да се има предвид капацитивното въздействие на земята. При почва с добра проводимост изместването на честотата е приблизително 300 kHz към по-ниските честоти. Когато почвата е по-малко проводима, влиянието би трябвало да е по-слабо. При построяването на тази антена винаги се използува удобната възможност настройката да се извърши от земята. Елементите трябва да се настроят с помощта на гриддипметър приблизително на следните резонансни честоти:

Директор	15,20 MHz
Активен елемент	13,90 MHz
Рефлектор	13,40 MHz

Трябва да се внимава винаги при настройката на един от елементите другите да са разстроени (като се дадат на късо удължителните бобини) — по този начин се избягва взаимното влияние.

След тази груба настройка следва в същност истинската фина настройка. Антената със скъсени елементи при настройка от земята се възбужда с резонансната честота на активния елемент, т. е. със сигнал с честота 13,90 MHz. Едновременно на възможно найголямо разстояние от излъчвателя и на същата височина над земята се поставя един обикновен измерител на напрегнатостта на полето. След това чрез незначително изменение на дължините на елементите или на удължителните бобини на рефлектора и директора се извършва настройка за найдобро излъчване в посока напред и най-голямо потискане на сигнала в посока назад. Като индикатор се използува измерителят на напрегнатостта на полето. Трябва още да се спомене, че не е необходимо елементите да се изработват така, че да се променя дължината им. Чрез съответното изменение на удължителните бобини (свиване или разтягане) може да се постигне същият ефект на настройка.

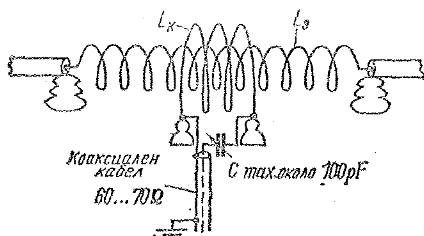
Размерите, дадени на фиг. 17.2, са изпробвани практически. Дължините на тръбите могат да бъдат увеличени, като едновременно с това се намалят удължителните бобини. Така усилването

на антената се увеличава до известна степен. Скъсените тръби и увеличените удължителни бобини предизвикват спадане на усилването и по-нататъшно намаляване на широчината на пропусканата честотна лента. Ако отделните отрязъци от тръби станат по-малки от около 2,50 m, усилването на антената спада много силно.

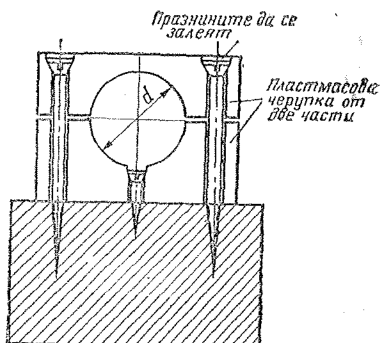
Диаметърът на тръбите може да бъде между 20 и 40 mm и се определя изключително от механични съображения. Електрическите изменения, които се появяват заради различните диаметри на тръбите, са съвсем незначителни и се компенсират при настройката.

Удължителните бобини трябва да имат голям качествен фактор. Те са с въздушна изолация и се изработват от алуминиев проводник с диаметър най-малко 3 mm. Посребреният меден проводник има по-добри електрически свойства, но е трудно да се осигури качествено дълготрайно свързване между бобината, изработена от меден проводник, и елемента от лек метал. При навлажняване възниква корозия, защото в мястото на свързване се образува електрохимичен елемент; като последствие контактът се влошава. Бобината за връзка L_K е изработена от меден проводник, тъй като свързаният към нея захранващ кабел също е от меден проводник. Бобината за връзка е разположена върху удължителната бобина на активния елемент.

Захранването на насочената антенна система се извършва чрез индуктивна връзка, което позволява при съответното оразмеряване на бобината за връзка да се постигне съгласуване към захранващи кабели от всякакъв вид и с произволно вълново съпротивление. Бобината за връзка със свързан към нея захранващ кабел оказва обратно въздействие върху удължителната бобина и с това измества малко резонансната честота на излъчвателя. Необходимо е незначително донастройване на захранвания елемент. *VK2AOU* е определил данните на бобината за връзка L_K при използуване на лентов или коаксиален кабел с вълново съпротивление 70 Ω. Тези данни могат да се използуват и за коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω. Ако се използува лентов кабел с вълново съпротвилнеие 240 Ω, трябва да се увеличи броят на намотките. С незначително изменение на размерите на бобината за връзка може да се постигне коефициент на стоящи вълни, по-добър от 1,3. Реактивните компоненти, които се внасят чрез индуктивната връзка, могат да се компенсират чрез допълнителен променлив кондензатор, както е показано на фиг. 17.3. Така коефициентът на стоящи вълни в захранващата линия се намалява още повече.



Фиг. 17.3. Подобрено индуктивно съгласуване



Фиг. 17.4. Разрез на изолатор за закрепване на антенни елементи; отворът *d* съответствува на диаметъра на тръбата на елемента

Всички елементи трябва да се монтират върху носещата рама, като се изолират. Ако носещата стрела е от дърво, подходяща е конструкцията, показана на фиг. 16.15. Подходящи дистанционни изолатори, които са снабдени със съответните скоби (за закрепване на елементите), могат да се намерят съвсем рядко. Добри възможности за закрепване предлагат изолаторите от влагоустойчиви пластмаси (*полиетилен* и др.), които обхващат тръбата на елемента като черупка на лагер. Един такъв изолатор е показан на фиг. 17.4. Даметърът *d* съответствува

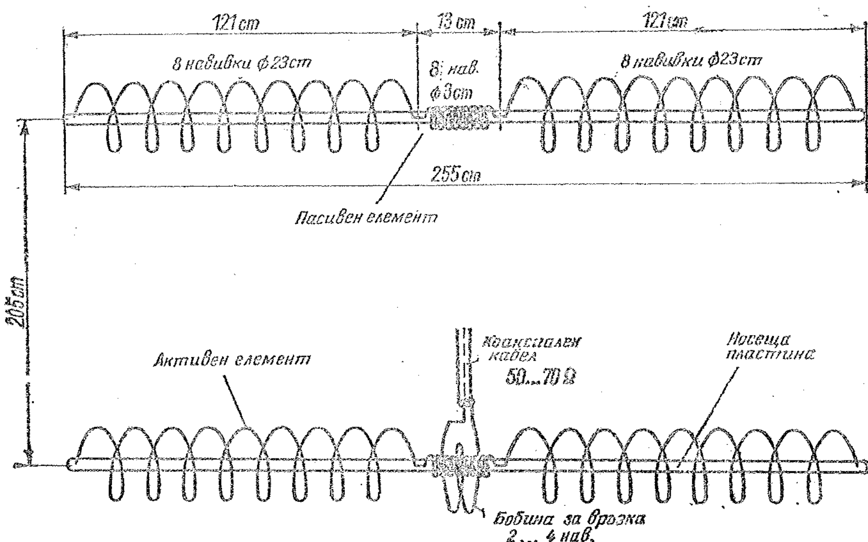
на диаметъра на тръбата, от която е изработен закрепваният елемент. За да може да се закрепят по-добре елементите, в мястото на закрепване те се увиват с един или повече слоеве от полиетиленово фолио или от подобен материал. Така се създава в същото време и един отличен допълнителен изолатор. За една триелементна антена със скъсени елементи са необходими всичко 12 такива изолационни блока. Върху носещата стрела (фиг. 16.15) на съответно разстояние една от друга (2,75 и 1,53 m) се разполагат три напречни летви. Те служат за закрепване на елементите на антената. Дължината на носещата стрела, изработена от дърво, е около 4,30 m.

17.2. Насочена антена със скъсени елементи, предложена от *W8YIN*

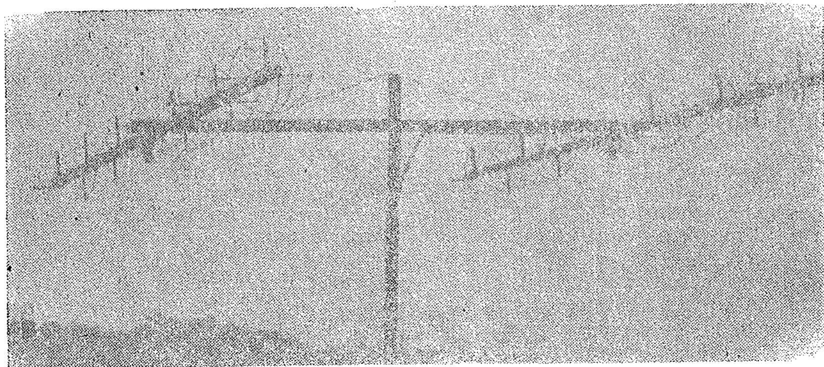
При тази двуелементна насочена антена за обхвата 20 m елементите са навити във формата на спирала. Затова всеки от елементите има надлъжен размер 2,55 m. На фиг. 17.5 са показани размерите на антената, съобщени от *W8YIN*, а на фиг. 17.6 — една практическа конструкция. Спиралите се навиват около един тънък прът и са отделени от него посредством подпорки от изолационен материал. За изработването на спиралите се използуват възможно най-дебели проводници, за да бъдат загубите в проводника на антената минимални; предпочита се алуминиев проводник, който е с малко тегло. Неговата проводимост не е чувствително по-малка от тази на медта. Препоръчва се използуването на проводници с диаметър най-малко 4, още по-добре 6 mm или на ленти от лек метал с възможно най-голяма широчина.

Разстоянието между елементите възлиза на 0,1 λ, т. е. на около 2,05 m. Пасивният елемент е директор; това трябва да се вземе предвид при настройването на антенната система. *W8YIN* дава еднакви размери за активния и пасивния елемент. Настройката на директора се извършва чрез малки изменения на намотките на спиралата. Свързването на коаксиалния захранващ кабел става индуктивно чрез бобина за връзка.

При предварителната настройка на антената гриддипметърът е незаменим. Когато активният елемент покаже ре



Фиг. 17.5. Насочена антена със скъсени елементи за обхвата 20 m, предложена от *W8YIN*

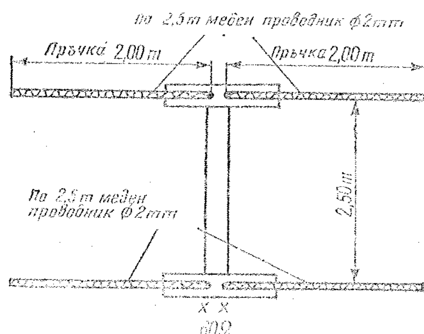


Фиг. 17.6. Практическа конструкция на антена *W8YIN*

зонанс, напр. за честота 14 100 kHz, директорът трябва да се настрои на резонансна честота 14 500 kHz.

Когато елементите на антената са скъсени толкова много, не може да става дума за някакво усилване в сравнение с полувълнов дипол с нормални размери. Макар че антената *W8YIN* може да се разглежда като помощно решение, на практика тя превъзхожда полувълновия дипол поради голямото затихване на излъчването в обратна посока.

В съответствие с наличното свободно пространство навивките на спиралата могат да се разпънат или да се притиснат една до друга. Когато дължината на елементите е по-голяма, свойствата на антената се подобряват.



Фиг. 17.7. Скъсен въртящ се насочен излъчвател за обхвата 10 m

17.3. Скъсен въртящ се насочен излъчвател за обхвата 10 m

Една особено лека антенна конструкция от описания тип се получава, ако за носачи на спиралите се използват рибарски пръчки от полиестерни смоли, усилени със стъкловлакно (фибростъкло). Тъй като те самите са много добър изолатор, спиралните навивки се разполагат направо върху пръчките. При един двуелементен насочен излъчвател за обхвата 10 m за всеки от елементите се използват по две рибарски пръчки с дължина 2 m. За да се получи резонанс на честота 29 MHz, всяка от пръчките се обвива равномерно с меден проводник с дължина 2,20 m и диаметър 2 mm. Върху всяко рамо на рефлектора по същия начин се намотават по 2,50 m от същия тип проводник. В геометричната среда на рефлектора двата края на проводниците се свързват един с друг.

Разстоянието между активния и пасивния елемент трябва да бъде 2,50 m, тогава входното съпротивление на антената е 60 Ω, така че може направо да се включи коаксиален захранващ кабел с вълново съпротивление 60 Ω. Настройката, както вече беше казано, се извършва с помощта на гриддипметър. Ако резонансната честота трябва да стане по-ниска, в близост до максимума на тока навивките на спиралата се притискат по-близо една до друга; в противния случай навивките се отдалечават една от друга. Най-добре е

настройката да се извърши при излъчваща антена, като навивките на спиралата около максимума на тока се изместват, докато индикаторът на напрегнатостта на полето покаже най-голямо излъчване в права посока или най-голямо потискане на излъчването в обратна посока.

Тъй като елементите на тази антена имат дължина, равна на около 4/5 от нормалната, нейните свойства са много близки до тези на една нормална двуелементна насочена антена. Все пак, като се имат предвид тънките антенни проводници, трябва да се очакват по-големи загуби в антенния проводник и намалена широчина на пропусканата честотна лента.

18. Многообхватни насочени антени

Който иска да работи във всички DX-обхвати с въртящи се насочени излъчватели, би трябвало всъщност за всеки обхват да разполага с отделна антена. Много малко от радиолюбителите обаче могат да си позволят такива разходи. Затова никога не са липсвали опити да се конструира хоризонталният въртящ се насочен излъчвател така, че да е приложим за два или три любителски обхвата. Намерени са различни решения, които донесоха очакваните успехи.

Трябва да се прави разлика между два напълно различни вида многообхватни антени. Едната група антени, които не могат да бъдат наречени истински многообхватни антени, се състои от група от повече антени за различните обхвати, закрепени към една обща носеща конструкция. Понякога различните антенни системи се възбуждат чрез обща захранваща линия, но в повечето случаи всяка антена има свой собствен захранващ кабел. Типичен представител на тази група е триобхватният „двоен квадрат".

При истинските многообхватни антени се използува само една излъчвателна система. Тя работи на принципа на резонансен кръг, който може да се настрои в широк честотен обхват. Двете групи антени имат предимства и недостатъци.

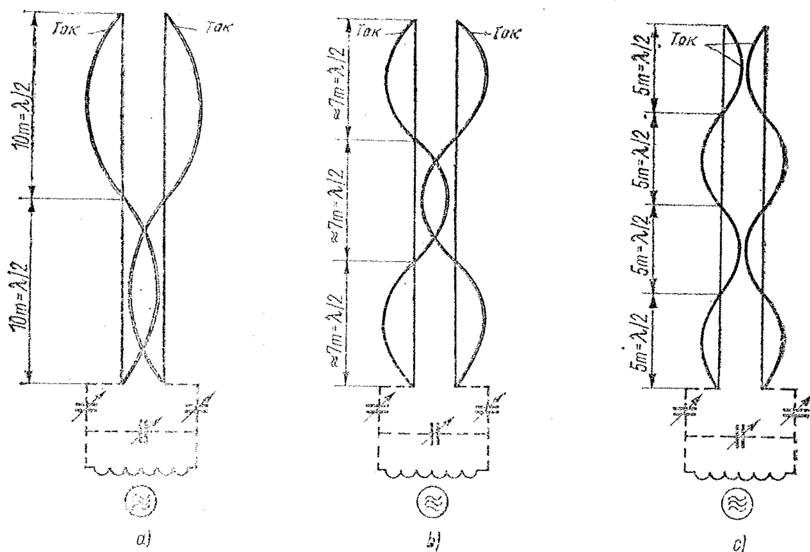
Многообхватните антени с няколко включени заедно антенни системи са донякъде безформени; те обаче — доколкото в случая се касае за рамкови антени — могат да бъдат изработени от обикновен жичен проводник, имат добър коефициент на полезно действие за всички обхвати и могат лесно да се настройват. Затова при самостоятелното построяване на многообхватни въртящи се насочени излъчватели все по-често се предпочитат такива триобхватни рамкови антени. Истинските многообхватни въртящи се насочени излъчватели изискват понякога висока механична и електрическа прецизност. Общо взето, те достигат коефициента на полезно действие на една нормална еднообхватна антена само в един любителски обхват, за останалите обхвати показателите ѝ са по-ниски. Тези истински многообхватни антени често съдържат описаните в предишния раздел 17. удължителни бобини, линейни удължителни елементи и режекторни кръгове. Те също внасят допълнителни загуби, което още веднъж потвърждава, че истинските многообхватни антени винаги представляват повече или по-малко разумен компромис. Все пак такива многообхватни излъчватели, които за построяването си изискват малко свободно пространство, често са единствената конструкция, годна да осъществи прилични DX-радиовръзки. Опитните радиолюбители разбират, че при DX-връзките номиналното усилване на антената има по-малко значение, отколкото цялостната характеристика на насочено излъчване, при което най-важен е ъгълът на възвишение във вертикалната равнина.

12.1. Триобхватен въртящ се насочен излъчвател *G4ZU*

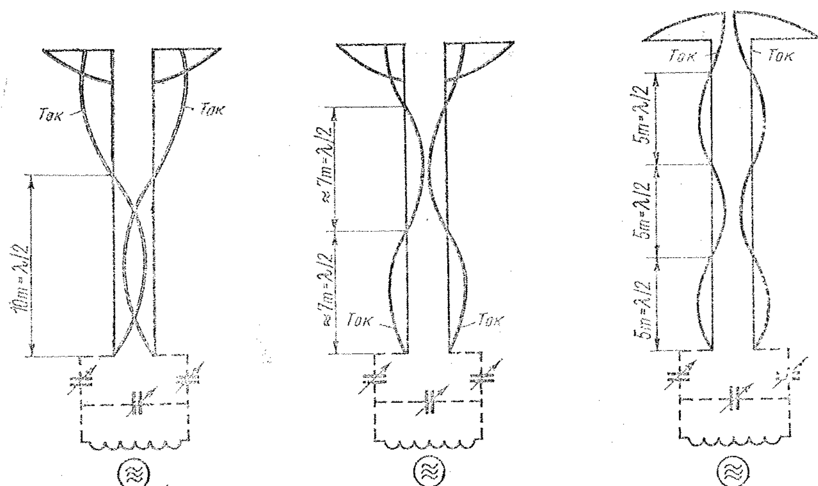
G4ZU е разработил една триобхватна насочена антена, която по отношение на механичната изработка, простото настройване и ефективността може да се разглежда като една от най-удачните истински многообхватни антени. Тази въртяща се насочена антена в Англия се произвежда фабрично под името *Panda-Beam* и се радва на голяма популярност.

18.1.1. Активен елемент

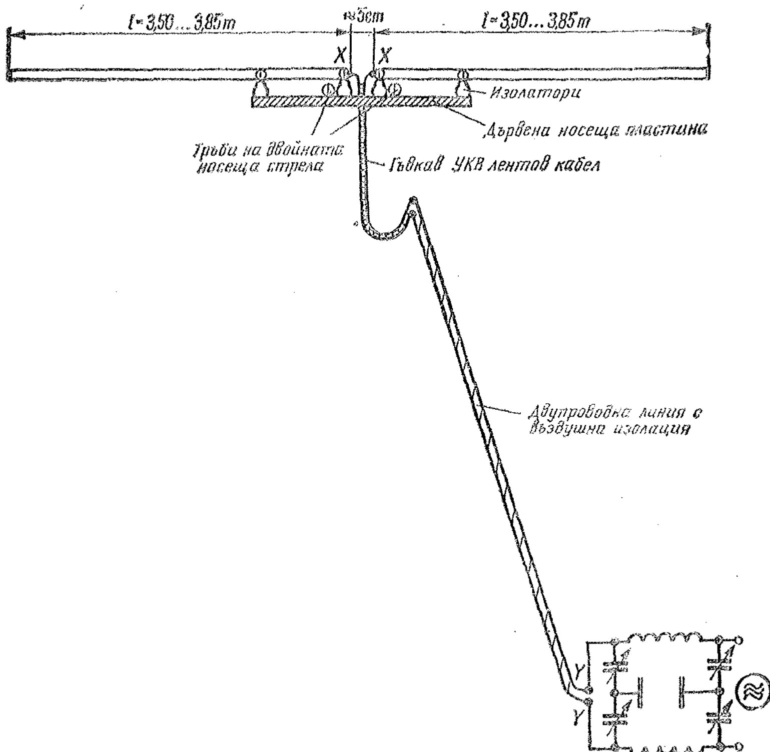
В този случай се прилага начин на захранване, който, общо взето, не е



Фиг. 18.1. Двупроводна линия с дължина 20 m; *a* — възбудена с дължина на вълната 2×λ/2 (≈20 m), *b* — възбудена с дължина на вълната 3×λ/2 (≈15 m), *c* — възбудена с дължина на вълната 4×λ/2 (≈10 m)



Фиг. 18.2. Използуване на 20 m Лехерова линия чрез разгъване на краищата на дължина 3,50 m; *a* — възбуждане с дължина на вълната 20 m (14 MHz), *b* — възбуждане с дължина на вълната 15 m (21 MHz), *c* — възбуждане с дължина на вълната 10 m (28 MHz)



Фиг. 18.3. Активен елемент на насочена антена *G4ZU*

обичаен за *Яги-антените*: захранването става чрез настроена линия. За да се разбере начинът на действие, трябва най-напред да се види разпределението на тока в една двупроводна Лехерова линия с дължина 20 m (фиг. 18.1). Както се вижда от фигурата, при тази двупроводна линия съществува резонанс при дължина на вълната 20 m, 15 m и 10 m. Малката неточност в размерите, необходими за получаването на резонанс в линията при различните дължини на вълните, се отстранява с помощта на универсално устройство за настройка. Ако в горния край на линията под прав ъгъл се разтворят две нейни части с еднаква дължина, разпределението на тока не се изменя, но отворените части могат да образуват симетричен дипол, който излъчва електромагнитни вълни (фиг. 18.2). Представянето на токовете на фиг. 18.1 и фиг. 18.2 не е съвсем точно, тъй като чрез настройващия уред цялата конструкция се настройва точно в резонанс. При това не винаги в долния край на линията има възел на тока. Това обстоятелство не е взето предвид, за да се получи по-голяма нагледност. От фиг. 18.2 може да се види, че във всички представени случаи трябва да се постигне резонанс независимо от това, че разтвореният отрязък на излъчвателя сам за себе си не е в резонанс с работната честота. Така да се каже, част от излъчвателя е „пъхнат" в захранващата линия. Винаги трябва да се знае, че съществува загуба на излъчена мощност, особено когато разтворените излъчващи отрязъци са много по-къси от λ/2.

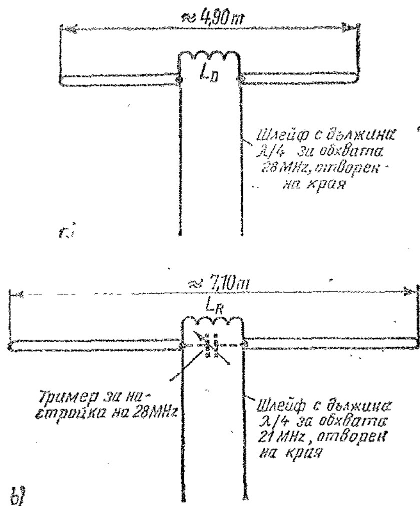
На практика активният елемент се оразмерява с дължина 2 пъти по 3,65 до 3,85 m и с това той приблизително

се настройва в резонанс за дължина на вълната 15 m. За дължината на настроената захранваща линия остават още точно 16,5 m, при което точният резонанс винаги се установява с помощта на настройващ уред в долния край на захранващата линия.

Захранващата линия може да има вълново съпротивление между 300 и 600 Ω и би трябвало да е с възможно най-малко загуби. Целесъобразно е да се използва двупроводна линия с въздушна изолация. Възможно е да се осъществи и захранване посредством УКВ лентов кабел, но това увеличава загубите. В този случай трябва да се вземе предвид и коефициентът на скъсяване (около 0,80; за линията остават следователно около 13,50 m). Тъй като преходът между въртящата се антена и неподвижно монтираната захранваща линия трябва да е гъвкав, за целта се използва едно късо парче от лентов кабел с вълново съпротивление 300 Ω. Различният коефициент на скъсяване и свързаното с него изменение на електрическата дължина на захранващата линия най-често се изравняват посредством уреда за настройка.

Когато долният край на захранващата линия се свърже към крайното стъпало на предавателя посредством Колинс-филтър (фиг. 18.3), дължината на настроената захранваща линия няма толкова голямо значение. Един такъв нискочестотен филтър прави възможна не само лесната настройка на цялата антенна система, но и допринася за потискане на висшите хармонични. Това потискане на висшите хармонични има значение особено при работа на няколко обхвата, защото антената е настроена в резонанс и за честоти, кратни на основната работна честота.

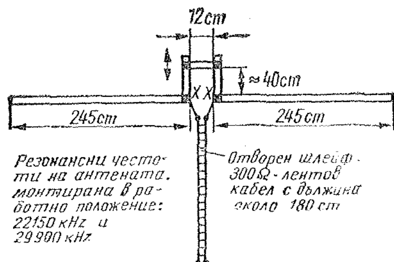
На фиг. 18.3 е показан активният елемент на една насочена антена *G4ZU*, работеща в три обхвата, заедно с механичното му закрепване и захранването. Излъчващият отрязък има дължина, малко по-голяма от λ/2 при работа на вълна 15 m. При работа в обхвата 10 m той представлява скъсен целовълнов елемент, а при работа в обхвата 20 m — скъсен полувълнов елемент. Съпротивлението в точките XX за различните работни честоти е съвсем различно и съдържа реактивни компоненти. Затова трябва да се използва настроена захранваща линия.



Фиг. 18.4. Пасивни елементи на многообхватни антени; *a* — директор за честоти 21 MHz и 28 MHz, *b* — рефлектор за честоти 14 MHz, 21 MHz и 28 MHz

18.1.2. Пасивни елементи за няколко обхвата

На фиг. 18.4*a* е показан един елемент, който чрез поставянето на удължителна бобина и на отворена четвъртвълнова линия получава качествата на директор за честоти 21 MHz и 28 MHz. Този елемент има обща дължина 4,90 m и е оразмерен за директор в обхвата 10 m. Бобината L_D, включена в геометричната му среда, предизвиква електрическо удължаване на елемента и той може да се използва като директор и в обхвата 15 m. Трябва обаче да се направи така, че при работа на вълна 10 m тази бобина да се изключи, без да се губи действието ѝ при работа в обхвата 15 m. Това се постига, като паралелно на удължителната бобина L_D се включва една отворена двупроводна линия, която има електрическа дължина λ/4 при честота 28 MHz. От фиг. 5.29 може да се види, че една отворена двупроводна линия с дължина λ/4 действува като последователен трептящ кръг. Както е известно, последователният трептящ кръг има много малко проходно съпротивление за сигнал с резонансна честота, докато всички останали че-

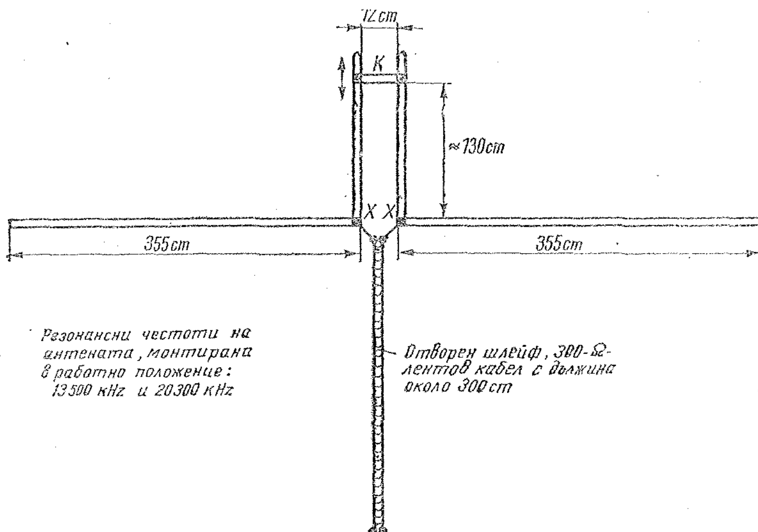


Фиг. 18.5. Директор на насочената антена *G4ZU*

стоти се потискат повече или по-малко. Затова един такъв кръг, изработен от двупроводна линия, може да се разглежда при резонансната му честота като късо съединение, което шунтира удължителната бобина при честота 28 MHz. При работа в обхвата 15 m отворената двупроводна линия има дължина, по-малка от $\lambda/4$, и според фиг. 5.29 влияе като капацитет, който само трябва да се има предвид при оразмеряването на удължителната бобина. Така четвъртвълновата отворена линия се използва като честотно зависим автоматичен ключ, който прави възможна работата на директора на два обхвата.

Индуктивността на удължителната бобина може да бъде реализирана и чрез една двупроводна линия с електрическа дължина, по-малка от $\lambda/4$, която е дадена на края на късо (вж. фиг. 5.29). По този начин е получен директорът на насочената антена *G4ZU*, показан на фиг. 18.5.

Рефлекторът, показан на фиг. 18.4*b*, има дължина около 7,10 m и заедно с отрязъка от двупроводна линия, който за честота 20 MHz има дължина $\lambda/4$, действува като рефлектор за обхвата 15 m. Удължителната бобина L_D служи за настройка на рефлектора в резонанс за обхвата 20 m. По същия начин, както при директора, удължителната бобина при работа на честота 21 MHz се дава на късо посредством отрязък от двупроводна линия с дължина $\lambda/4$. При възбуждане на антената със сигнал с честота 14 MHz бобината работи, като е натоварена с един малък капацитет от страна на двупроводната линия. Макар че рефлекторът е твърде дълъг за обхвата 28 MHz, и в този обхват той работи сравнително добре. Един рефлектор не трябва безусловно да бъде настроен, достатъчно е той да бъде с по-голяма електрическа дължина от активния елемент. Пример за това са рефлекторните платна. При тази конструкция също има възможност многообхватният рефлекторен еле-



Фиг. 18.6. Рефлектор на насочената антена *G4ZU*

мент да се настрои като двоен рефлектор за честота 28 MHz. За тази цел, както е начертано на фиг. 18.4*b* с прекъснати линии, паралелно на удължителната бобина се включва още един тример-кондензатор. Сега отворената четвъртвълнова линия действува като индуктивност, защото тя има резонансна честота 20 MHz. За честота 28 MHz електрическата дължина на отрязъка от двупроводна линия е по-малка от λ/4. Тази индуктивност е включена паралелно на удължителната бобина L_D и затова общата индуктивност е много малка (закон на Кирхоф). При подходящо положение на тример-кондензатора е възможно да се постигне паралелен резонанс, като всяко рамо на дипола се превръща в един настроен рефлектор. Тази възможност, общо взето, се използува рядко, защото настройката е твърде усложнена. При това удължителната бобина също трябва да се промени. Но и без особено точна настройка за честота 28 MHz съществува рефлекторно действие на елемента и незначителното му подобрение в никакъв случай не компенсира допълнителната работа за настройка на антената.

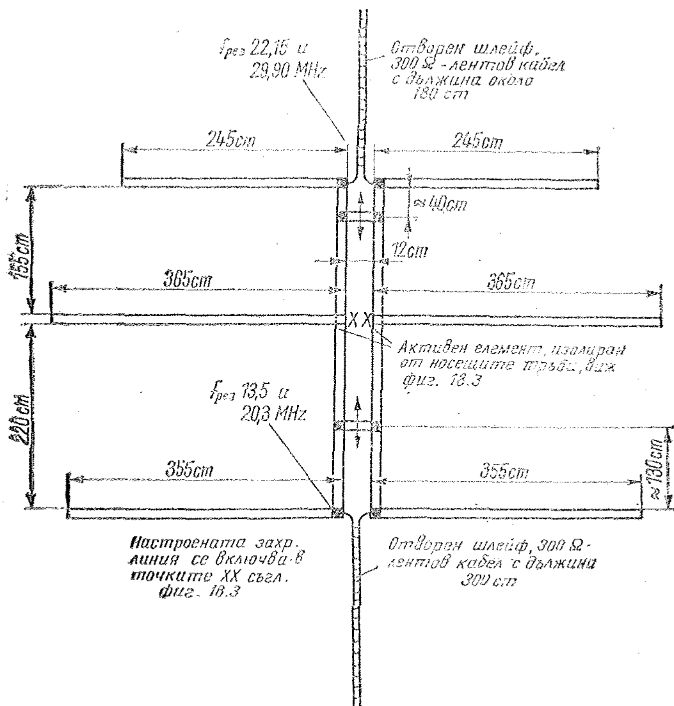
Индуктивността на удължителната бобина на рефлектора може да бъде реализирана и чрез един шлейф, даден на края на късо, както е показано на фиг. 18.6. Дължината на шлейфа е около 130 cm и чрез подвижни мостчета се подбира така, че да се получи резонанс при честота 13,5 MHz. Отвореният четвъртвълнов шлейф трябва да се оразмери за резонансна честота 20,3 MHz. На 20,3 MHz съответствува дължина на вълната 14,778 m, следователно λ/4 е равна на около 3,70 m. Тъй като вместо отворена двупроводна линия с въздушна изолация е използуван УКВ лентов кабел, трябва да се вземе предвид и коефициентът на скъсяване на кабела, който е от 0,80 до 0,82. Така се получава съответната геометрична дължина на шлейфа, приблизително равна на 3 m. За изработването на този четвъртвълнов шлейф могат да бъдат използувани и други типове кабели, но при определяне на дължината му винаги трябва да се взема предвид съответният коефициент на скъсяване. Резонансната честота се определя лесно и бързо чрез еталониран гриддипметър.

По подобен начин се оразмерява и двуобхватният директорен елемент, показан на фиг. 18.5. В този случай с помощта на шлейф с дължина около 40 cm, даден на края на късо, се извършва настройката на резонансна честота около 22,15 MHz, докато отвореният четвъртвълнов шлейф е оразмерен за резонансна честота 29,9 MHz. Тъй като правият директорен елемент е твърде дълъг за обхвата 10 m, отвореният шлейф трябва да бъде скъсен малко спрямо λ/4, за да се получи резонанс за цялата система на 29,9 MHz. Избрана е дължина на шлейфа 180 cm, при която, като се има предвид коефициентът на скъсяване (0,80), се получава електрическа дължина на шлейфа, равна на 225 cm.

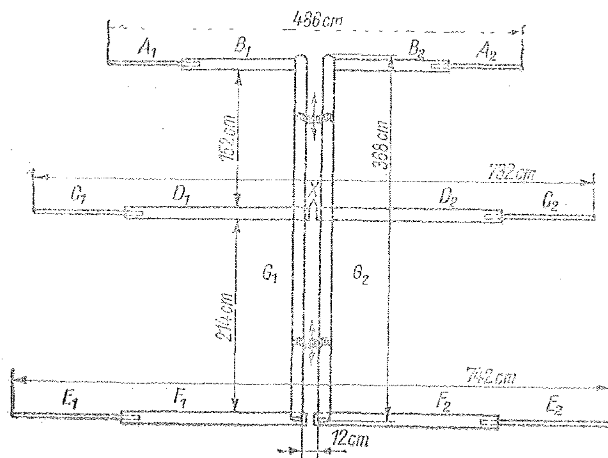
18.1.3. Схема на насочената антена *G4ZU*

Антената *G4ZU* е показана на фиг. 18.7. При тази конструкция са използувани цели носещи тръби, разположени на около 12 cm една от друга. Те служат едновременно и като шлейф, даден на късо, при настройката на рефлектора и директора. Активният елемент е изолиран от успоредните носещи тръби, както следва и от фиг. 18.3. Обратно, рефлекторът и директорът, както е начертано, са свързани галванически с металните носещи тръби. Естествено възможно е да се използува дървена носеща конструкция, а шлейфовете да се изработят от лентов кабел или от тръба от лек метал със съответната дължина. Отворените шлейфове от лентов кабел, които са начертани свободно висящи надолу, могат направо да се напъхат в отворения край на тръбата. Там те са защитени от атмосферни въздействия и не се виждат. Настройката също трябва да стане при това положение на шлейфовете.

Директорният елемент не действува в обхвата 20 m. В този случай антената представлява скъсен двуелементен насочен излъчвател. При дължина на вълната 20 m разстоянието между активния елемент и рефлектора възлиза само на λ/10, настройката е доста трудна; широчината на пропусканата честотна лента и усилването са по-малки, отколкото при една двуелементна насочена антена с нормална дъл-



Фиг. 18.7. Триобхватна антена G4ZU



Фиг. 18.8 Схема и размери на изпробвана триобхватна антена G4ZU

жина. В обхвата 15 m насочената антена *G4ZU* действува с трите си елемента. Разстоянията между елементите са нормални и може да се разчита на усилване около 6 dB и на всички останали свойства на една обикновена Яги-антена с три елемента.

Най-добри качества обаче насочената антена *G4ZU* има в обхвата 10 m, защото на този обхват тя работи с удължени елементи. Усилването може да достигне 7 dB. Настройката в обхватите 10 m и 15 m не е така критична, както в обхвата 20 m.

18.1.4. Изпробвана триобхватна насочена антена *G4ZU*

На фиг. 18.8 са показани размерите на една изпробвана триобхватна антена *G4ZU*. Става дума за размерите на една промишлено произвеждана конструкция с доказани добри качества. По механични съображения половинките на диполите са изработени от една по-дебела и една по-тънка тръба. При това диаметрите и дължините на тръбите от лек метал са избрани така, че по-тънката външна тръба се вкарва телескопично в по-дебелата вътрешна тръба. Така освен теглото на антената се намалява и ветровото ѝ съпротивление. Механичната стабилност се подобрява. Надлъжният размер на всеки елемент определя колко дълбоко да се вкарат тръбите една в друга.

Необходимо е да се знаят следните размери на тръбите:

A_1, A_2 — дуралуминиеви тръби с дължина по 125 cm, диаметър 18 mm, дебелина на стената 1 mm;

B_1, B_2 — дуралуминиеви тръби с дължина по 125 cm, диаметър 22 mm, дебелина на стената 2 mm;

C_1, C_2 — дуралуминиеви тръби с дължина по 175 cm, диаметър 18 mm, дебелина на стената 1 mm;

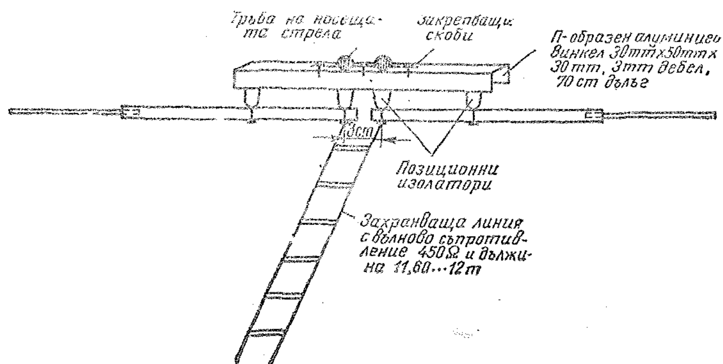
D_1, D_2 — дуралуминиеви тръби с дължина по 200 cm, диаметър 22 mm, дебелина на стената 2 mm;

E_1, E_2 — дуралуминиеви тръби с дължина по 185 cm, диаметър 18 mm, дебелина на стената 1 mm;

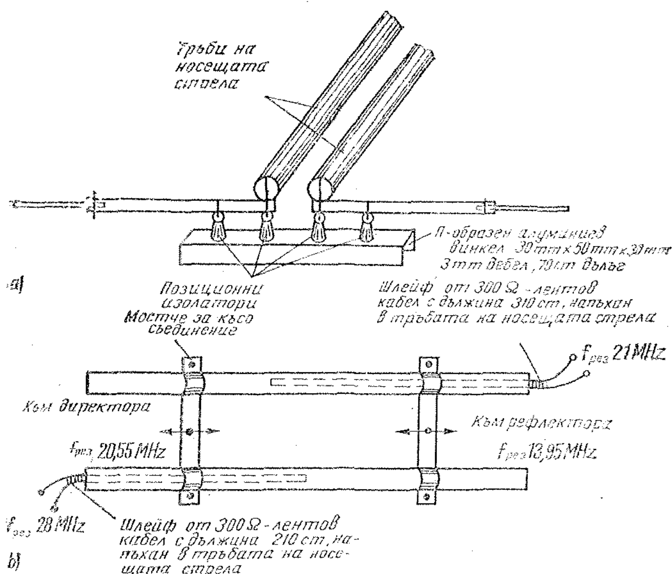
F_1, F_2 — дуралуминиеви тръби с дължина по 200 cm, диаметър 22 mm, дебелина на стената 2 mm;

G_1, G_2 — дуралуминиеви тръби с дължина по 368 cm, диаметър 30 mm, дебелина на стената 2 mm.

Всичките три елемента са прекъснати в геометричната си среда. Рефлекторът и директорът са свързани галванически с носещите тръби. Активният елемент е изолиран от носещата стрела, както е показано на фиг. 18.9. Като механична опора на елементите се използува П-образен винкел от лек метал с дължина по 70 cm за всеки елемент, като елементите се закрепват чрез



Фиг. 18.9. Активен елемент със захранващ кабел



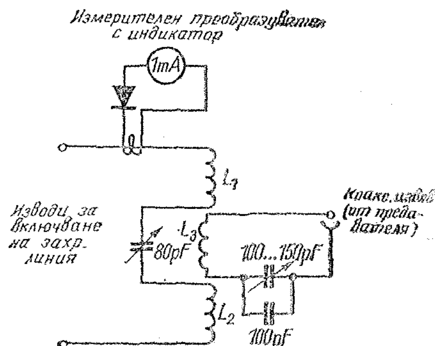
Фиг. 18.10. Конструкция и настройване на пасивните елементи; *a* — конструктивни подробности за рефлектора и директора, *b* — носеща стрела с настройващите шлейфове

подходящи изолатори (вж. фиг. 18.9 и 18.10). Носещата стрела на антената се състои от две успоредни дуралуминиеви тръби с дължина по 368 cm. Центърът на тежестта на системата лежи на около 170 cm от директора и в тази точка трябва да се закрепи вертикалната носеща мачта. Чрез двете мостчета за късо съединение в двата външни края на носещата стрела се образуват затворени индуктивни шлейфове. Отворените четвъртвълнови отрязъци от лентов кабел се напъхват в тръбите, както е показано на фиг. 18.10*b*. Всички останали подробности могат да се видят от фиг. 18.9 и 18.10.

За настройката на системата безусловно е необходим един гриддипметър. След изработването на носещата стрела двата отворени четвъртвълнови шлейфа се напъхват в тръбите (фиг. 18.10*b*). Към края на шлейфа, който се показва навън, се включва гриддипметърът и се определя резонансната честота на шлейфа. Тя трябва да бъде точно 28 MHz за шлейфа на директора и 21 MHz за шлейфа на рефлектора. Когато това резонансно състояние е постигнато чрез съответното скъсяване или удължаване на шлейфовете, краят на шлейфа се фиксира в тръбата посредством малки дървени клинове, а тръбата се замазва с водонепроницаем кит. Едва сега елементите са закрепват с винтове към носещата стрела. За да се осигури защита срещу корозията, всички използувани винтове и гайки трябва да са кадмирани или поцинковани или пък да се помисли за някаква друга подходяща обработка. За да се изравнят механичните напрежения на изолаторите, препоръчва се под тях, в мястото на закрепване, да се поставят малки кожени шайби. Краищата на отворените четвъртвълнови шлейфове, които излизат от тръбите на носещата стрела, се свързват галванически с директора, съотв. с рефлектора на антената. За по-нататъшната настройка антената трябва да се разположи поне на 2 m над земята. Гриддипметърът се включва към шлейфовете, образувани от двете тръби на носещата стрела и мостчетата за късо съединение. Чрез промяна на мястото на мостчетата трябва да се настрои шлейфът откъм директора на резонансна честота 20,55 MHz, а този откъм рефлектора — на резонанс-

на честота 13,95 MHz. С това грубата настройка е завършена и антената може да се монтира върху носещата мачта. Следва последната фина настройка, която се извършва само чрез мостчетата за късо съединение. Резултатите от настройката се проверяват чрез индикатор на напрегнатостта на полето, разположен на известно разстояние от антената.

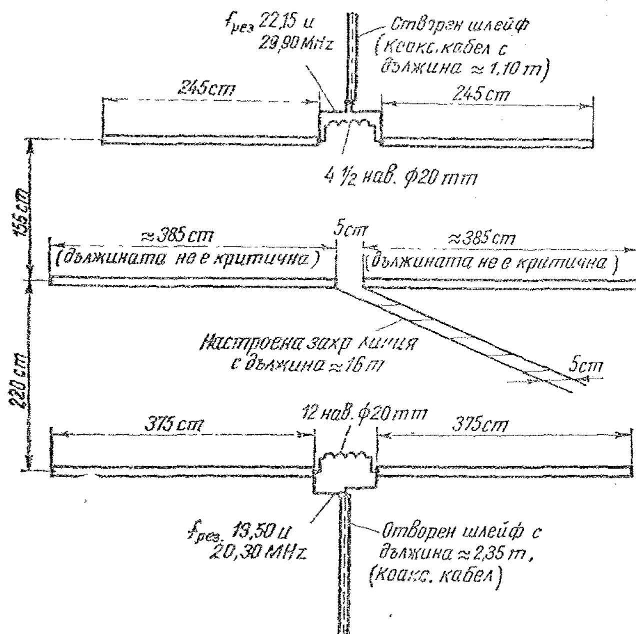
Активният елемент на антената не се настройва, защото той сам за себе си не е в резонанс, а се настройва в резонанс едва след включването на настроената захранваща линия. Тя представлява двупроводна линия с въздушна изолация и вълново съпротивление 450 Ω. Дължината ѝ е от 11,60 до 12 m. На фиг. 18.11 е показан един изпробван уред за настройка на антената, който е оразмерен за нискоомен и несиметричен изход на предавателя (коаксиален изход).



Фиг. 18.11. Уред за настройка на антената G4ZU, L_1 и L_2 са с по 4 нав., диаметър на проводника 1,5 mm, L_3=3 нав., диаметър на проводника 1,5 mm, бобините са изработени от меден проводник, навити без тяло

18.1.5. Модифицирана насочена антена *G4ZU*

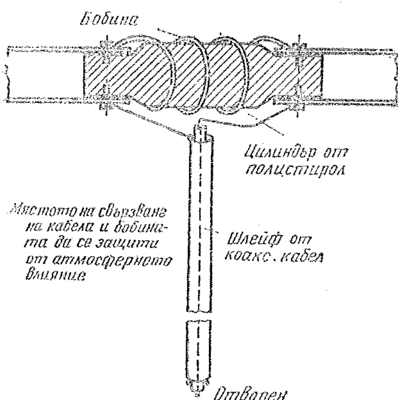
Както следва от фиг. 18.4, затвореният шлейф на директора и рефлектора на насочената антена *G4ZU* може да се замести при същата електрическа ефективност и с една бобина. Тогава носещата конструкция може да се изработи от дърво (напр. според фиг. 16.15) и да се спестят двете тръби на носещата стрела. Все пак загубите на една бобина са по-големи от тези на



Фиг. 18.12
Модифицирана насочена антена *G4ZU*



Фиг. 18.13. Конструкция на закрепващите елементи на насочената антена *G4ZU*, показана на фиг. 18.12



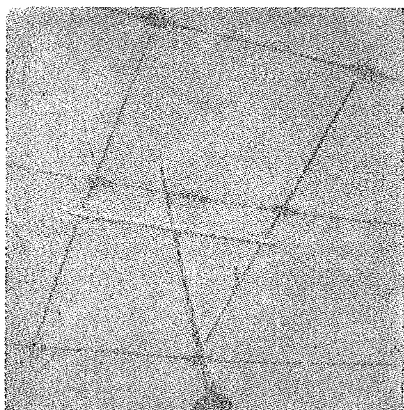
Фиг. 18.14. Практическо изпълнение на средната част на рефлектора и директора

един шлейф, изработен от дебели тръби. Друг неблагоприятен фактор против тази конструкция е механичната нестабилност на бобината, изложена постоянно на атмосферно влияние. Макар че по тези причини почти винаги се предпочита конструкцията с шлейфове от двупроводни линии, в някои случаи може да намери приложение и описаната по-долу антена (фиг. 18.12).

Особеност на тази антена е това, че отворените шлейфове са изработени от коаксиален кабел, който също може да се напъха в тръбата на елемента. Коаксиалните шлейфове обаче не са най-характерната черта на тази антена; те просто могат да бъдат използвани вместо обикновените шлейфове от лентов кабел при всяка насочена антена *G4ZU* (да се внимава за коефициента на скъсяване). Коаксиалните шлейфове могат да се закрепят и към носещата стрела, като се използват подходящи скоби, в случаите, когато не е желателно да се напъхват в тръбите.

Елементите се закрепват върху дървената носеща стрела посредством напречна дървена летва. Ако няма подходящи изолатори, може да се изработят подобни на показаните на фиг. 17.4. На фиг. 18.14 е показано едно практическо изпълнение на средната част на рефлектора и директора. Бобината е навита върху изолационно тяло от *полистирол*, което служи и за механична връзка между двете половини на елемента. Могат да се използуват и други висококачествени пластмаси, като *полиетилен*, *пиакрил* и др., които не поемат влагата. Пластмасата *новотекст*, която има мрежеста прослойка, е най-стабилна механически, но общо взето, има твърде големи загуби. Бобината трябва да има голям качествен фактор. Най-подходящите съвременни материали са пластмасите, подсилени със стъкловлакно.

На фиг. 18.15 е показана една особено лека насочена антена *G4ZU*, която е построена по схемата от фиг. 18.12. Тя тежи само 15 kgf и е построена от *DM2AKN*. Двете тръби на носещата стрела са разположени на 175 cm една от друга. Те не се използуват и за затворени шлейфове, а служат само за механично стабилизиране. Стабилността се осигурява и от многобройни обтяжки. При закрепването на елементите са използувани фабрично произведени изолатори от пластмаса. Добре се виждат шлейфовете, изработени от

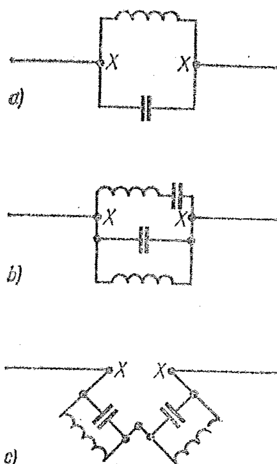


Фиг. 18.15. Олекотена конструкция на антената *G4ZU*, предложена от *DM2AKN*

коаксиален кабел. Те са отведени покрай елементите и свършват в едната от двете носещи тръби.

18.2. Триобхватна насочена антена *VK2AOU*

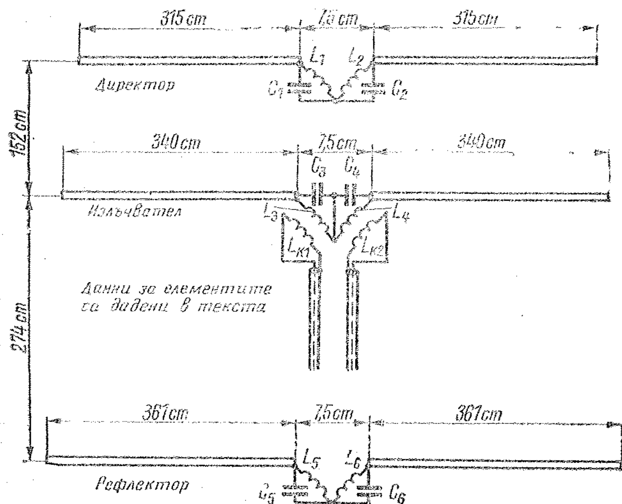
Пасивните елементи на насочената антена *G4ZU* са настроени в резонанс само за два обхвата. Разбира се, желателно е всичките елементи да действуват и в трите обхвата. Експериментите, проведени от *VK2AOU*, показаха, че като се включи трети трептящ кръг, може да се създаде схема, подобна на многолентов кръг, която има три резонансни честоти. Третият кръг може да бъде както последователен, така и паралелен. На фиг. 18.16*a* е показан двуобхватният елемент на антената с паралелен резонансен кръг. Успоредно на този кръг съгласно фиг. 18.16*b* се включва един последователен кръг, чрез който се получават желаните три резонанса. Същият ефект може да бъде постигнат и чрез последователно включване на два паралелни трептящи кръга в точките XX, както е показано на фиг. 18.16*c*. В този случай всички капацитети също могат да се реализират чрез отворени шлейфове, а индуктивностите — чрез шлейфове,



Фиг. 18.16. Многообхватни елементи

дадени на края на късо. *VK2AOU* обаче е използувал бобини и променливи кондензатори, защото това улеснява настройката и изработването на антената.

Едва ли е възможно предварително да се пресметнат стойностите за *L* и *C*, защото всяко изменение на някой от елементите се отразява на цялата си-



Фиг. 18.17. Триобхватна насочена антена *VK2AOU*

стема. Правилните стойности се установяват най-бързо експериментално, като се използва гриддипметър.

VK2AOU е разработил една триобхватна насочена антена, която и в трите обхвата работи с три елемента, при което захранването може да стане по избор с каква да е съгласувана захранваща линия. Необходими са две захранващи линии. Едната от тях се използува в обхвата 10 m, другата — в обхватите 15 и 20 m. Ако се използуват добросъвестно точните и подробни данни, съобщени от *VK2AOU*, изработването на антената сигурно ще доведе до желания успех.

Триобхватната насочена антена е произлязла от антената *VK2AOU* със скъсени елементи (вж. раздел 17.1). Размерите на елементите и разстоянията между тях са запазени същите; единствено вместо удължителните бобини са поставени паралелни резонансни кръгове. Схемата за изработване на триобхватната насочена антена *VK2AOU* е показана на фиг. 18.17.

18.2.1. Оразмеряване на елементите на схемата

Показаните на фиг. 18.17 елементи имат следните стойности:

Директор

Бобина L_1 — 4 навивки, дължина 4,5 cm, диаметър 4 cm

Бобина L_2 — 6 навивки, дължина 7 cm, диаметър 4 cm

Кондензатор C_1 — средна стойност около 65 pF

Кондензатор C_2 — средна стойност около 100 pF

Активен елемент

Бобина L_3 — 5 навивки, дължина 5 cm, диаметър 4 cm

Бобина L_4 — 7 навивки, дължина 4,5 cm, диаметър 4 cm

Бобина L_{K1} — 2 навивки, разположени свободно върху L_3 (бобина за връзка за обхвата 10 m при захранване чрез произволно дълъг коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω)

Бобина L_{K2} — 3 навивки, разположени свободно върху L_4 (бобина за връзка за обхватите 15 m и 20 m при захранване чрез произволно дълъг коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω)

Кондензатор C_3 — средна стойност около 62 pF

Кондензатор C_4 — средна стойност около 85 pF

Рефлектор

Бобина L_5 — 6 навивки, дължина 4,7 cm, диаметър 4 cm

Бобина L_6 — 8 навивки, дължина 6 cm, диаметър 4 cm

Кондензатор C_5 — средна стойност около 60 pF

Кондензатор C_6 — средна стойност около 70 pF

За свързването на всяка от бобините се използува по 5 cm кабел, на всеки от кондензаторите — по 10 cm. Размерите на бобините за връзка L_{K1} и L_{K2} са ориентировъчни. Те са в сила, когато за захранване на антената се използува коаксиален кабел с вълново съпротивление от 60 до 70 Ω. Когато захранващата линия има по-голямо вълново съпротивление, съответно трябва да се увеличи броят на навивките на L_{K1} и L_{K2}.

Двете бобини на всеки елемент трябва да оказват една на друга възможно най-малко влияние. Затова те са разположени под прав ъгъл (фиг. 18.17). *VK2AOU* използува свободно навити бобини с диаметър на проводника 4 mm. По отношение на механичното изработване на антената са в сила указанията, дадени в раздел 17.1. При описаната тук антена са използувани елементи, изработени от дуралуминиеви тръби с диаметър 21 mm. На практика могат да се използуват тръби от всякакъв вид и с всякакъв диаметър, отговарящи на механичните изисквания.

18.2.2. Настройка на антената

Първоначално отделните елементи с помощта на гриддипметър се настройват на предварително пресметнатите резонансни честоти. Тъй като осцилаторът на гриддипметъра се свързва съвсем лесно към бобините, резонансните честоти са ясно изразени и се отчитат еднозначно. При първоначалната груба настройка гриддипметърът може да бъде свързан към бобините посредством силна индуктивна връзка; при следващата фина настройка връзката трябва да бъде толкова слаба, че само добре да се отчита резонансът.

Трите резонанса на активния елемент съответстват на желаните работни честоти. Най-често те лежат със средата на обхватите: 14,15 MHz, 21,20 MHz и 28,50 MHz. Рефлекторът се настройва на честота, по-ниска с 5% от средната честота на обхвата: 13,45 MHz, 20,14 MHz и 27,07 MHz.

Резонансната честота на директора е по-висока от тази на активния елемент с 4%: 14,72 MHz, 22,05 MHz и 29,65 MHz. Тези резонансни честоти трябва да се измерват, когато антената е монтирана в работно положение. Предварителната настройка може да се извърши и на земята, но трябва да се има предвид, че поради капацитивното влияние на земята резонансът се измества към по-ниските честоти. *VK2AOU* е установил, че когато антената се настройва, монтирана на 2 m над земята, при добра проводимост на почвата разстройката за честота 14 MHz е 350 kHz. Затова при предварителната настройка резонансните честоти трябва да се изберат малко по-ниски, напр. за активния елемент 13,85 MHz, 20,90 MHz и 28,20 MHz. Резонасните честоти на пасивните елементи се намаляват по аналогичен начин: едва тогава може да се разчита, че резонансните честоти на антената, монтирана в работно положение върху носещата мачта, ще бъдат приблизително такива, каквито трябва.

Настройката на бобините не е особено критична; големите бобини L_2, L_4 и L_6 оказват влияние главно върху резонанса на 14 MHz. Съответните кондензатори C_2, C_4 и C_6 действуват главно при честота 21 MHz, макар че при изменението им донякъде се измества и резонансът при честота 14 MHz. Чрез малките бобини L_1, L_3 и L_5 се настройват предимно точките на резонансната крива за честота 21 MHz, докато кондензаторите C_1, C_3 и C_5 влияят особено силно върху резонанса при честота 28 MHz. Настройката на тези кондензатори трябва да се извърши много прецизно. Това се отнася особено за C_5 и C_6. Затова е целесъобразно всички кондензатори да бъдат променливи. Най-малкото трябва да се използуват качествени въздушни тример-кондензатори. За препоръчване е настройващите кръгове да се поставят в пластмасова кутия, за да бъдат защитени от атмосферни въздействия.

След като антената е била настроена на резонансните честоти, така да се каже, „на празен ход", следва настройката по време на работа. За тази цел триобхватната насочена антена се възбужда от предавателя чрез предвидената захранваща линия. След това с помощта на разположен далеч индикатор на напрегнатостта на полето се извършва настройка за най-голямо излъчване в права посока при най-голямо затихване на излъчването в обратна посока.

Отначало насочената антена се настройва за най-голяма мощност в обхватите 14 MHz и 21 MHz. И в двата случая кондензаторите трябва да се изменят съвсем незначително. Настройките трябва да се извършат неколкократно последователно за честотите 14 MHz и 21 MHz. Едно изменение на настройката за обхвата 20 m обуславя съответно увличане на честотата на резонанса за 15 m и обратно. Когато в тези два обхвата се постигне оптимумът, положението на настройващите елементи се фиксира и повече не се променя. Настройката за обхвата 10 m се ограничава главно до едно малко изменение на кондензаторите C_1, C_3 и C_5. Тази настройка не е критична, границите на оптималните стойности са доста широки.

Грешки при настройката могат да се направят на първо място при настройване на пасивните елементи. Ако например рефлекторът стане твърде къс, директорът напротив — твърде дълъг, то рефлекторът става директор и обратно. Може да се случи и така, че само един елемент е настроен погрешно. Тогава е възможно рефлекторът да

стане директор или пък директорът започва да действува като рефлектор. Това обстоятелство може да се установи по силното намаляване на излъчването в права посока. За да може веднага да се разпознаят такива грешки, *VK2AOU* препоръчва използването на два индикатора на напрегнатостта на полето, единият по направлението на главния лъч, а другият — за едновременно контролиране на затихването на излъчването в обратна посока. Само старателната настройка гарантира пълен успех. Целият процес прилича на спрягането на кръговете на суперхетеродинния приемник.

Възможно е известно опростяване при същата ефективност на настройката, но за целта активният елемент трябва да бъде изработен аналогично на този на антената *G4ZU* (фиг. 18.3) и захранването да се извърши чрез настроена захранваща линия. Тогава само рефлекторът и директорът трябва да се настроят на съответните резонансни честоти, докато активният елемент се вкарва в резонанс с помощта на настройващите елементи в края на захранващата линия.

Триобхватната насочена антена *VK2AOU* при работа на обхватите 10 m и 15 m има приблизително същите качества, както триобхватната насочена антена *G4ZU*; донякъде антената *VK2AOU* превъзхожда *G4ZU* на обхвата 20 m, защото на този обхват действуват три скъсени елемента, макар и с много малко разстояние между тях.

18.3. Триобхватна насочена антена *DL1FK* (патент на ГФР №A30652)

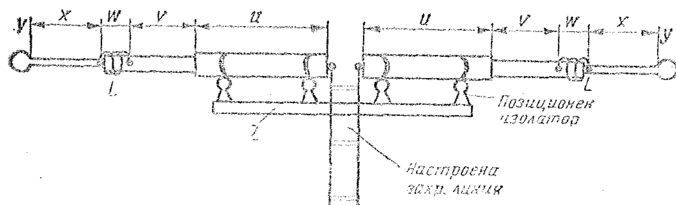
Триобхватната насочена антена се отличава с много лека и проста механическа конструкция. По отношение на ефективността тя е най-малкото равностойна на по-тежките антени. Тъй като става дума за едно ново, много разумно решение на проблема за многообхватност, конструкцията на тази антена е описана малко по-подробно.

18.3.1. Активен елемент

Активният елемент на антената *DL1FK* е показан на фиг. 18.18. По принцип това е същият излъчващ елемент, който се използва и при насочената антена *G4ZU* (раздел 18.1.), но той е усъвършенствуван конструктивно, за да се олекоти. Активният елемент има обща дължина точно 8 m и е почти в резонанс за обхвата 15 m (малко по-дълъг от необходимото). Точният резонанс за всичките три обхвата се установява чрез настроена захранваща линия и елементите за настройка на антената, свързани в долния ѝ край. Диаметърът на използуваните дуралуминиеви тръби намалява стъпалообразно от центъра на излъчвателя към краищата му.

Данни за оразмеряване на антената, показана на фиг. 18.18:

u — дуралуминиеви тръби с дължина 200 cm, диаметър 20 mm, дебелина на стената 1 mm;
v — дуралуминиеви тръби с дължина 100 cm, диаметър 18 mm, дебелина на стената 1 mm;
w — пластмасови тръби (с малки загуби и влагоустойчиви) с дължина 20 cm, диаметър 16 mm, дебелина на стената 2 до 4 mm;
x — дуралуминиеви тръби с дължина 60 cm, диаметър 10 до 12 mm, дебелина на стената 1 mm;



Фиг. 18.18. Активен елемент на насочената антена *DL1FK*

- у — кръгова навивка, диаметър на навивката 10 cm, алуминиев проводник с диаметър 2 до 4 mm;
- Z — носеща шина, състояща се от два П-образни дуралуминиеви винкела с дължина по 130 cm;
- L — бобина, навита върху w, 6 нав., дължина на бобината 10 cm, диаметър 3 cm, материал: алуминиев проводник с диаметър 3 до 6 mm.

Посочената дебелина на стената на дуралуминиевите тръби (1 mm) е достатъчна. Могат да се използуват и всякакви тръби от дуралуминий или друг материал, които се продават, защото размерите на отделните тръби на активния елемент като цяло не са критични.

Двете половини на излъчвателя се монтират върху носеща шина, която по данни на *DL1FK* се състои от два успоредни П-образни профила. Може да се използуват и носещи конструкции от дърво, но те са по-тежки. Носещата стрела се образува от две дуралуминиеви тръби, дълги по 420 cm. Носещата шина на активния елемент се закрепва към тях с помощта на скоби. Ако половините на активния елемент провисват силно, трябва да се използуват обтяжки. По принцип е възможно използуването и на друг активен елемент (напр. от антена *VK2AOU* или *W3DZZ*).

Важното е активният елемент да има за обхвата 20 m електрическа дължина най-малко λ/2; за обхвата 10 m той не трябва да има електрическа дължина, по-голяма от 1,2 λ (2 . 0,6 λ). При някои конструкции това изискване не се изпълнява и максимумът на тока, който създава най-силното магнитно поле, попада или в захранващата линия, или в елементите за настройка.

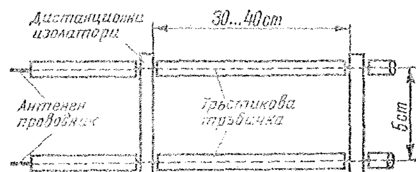
Активният елемент образува една диполна редица от два колинеарни полувълнови отрязъка (в обхватите 10 m и 15 m), които се възбуждат синфазно. Така в тези два обхвата само излъчвателят има усилване 1,8 dB. В обхвата скъсеният излъчвател има малко по-лоши качества от нормалния полувълнов дипол.

Електрическото удължаване на излъчвателя в зависимост от честотата се извършва чрез двете удължителни бобини L и двете кръгови навивки в краищата на елемента, които действуват като капацитети. По този начин максимумите на тока се разполагат така, че да имат оптимален принос за излъчването на енергията.

18.3.2. Захранване

Настроената захранваща линия трябва да се оразмери така, че за никой от използуваните обхвати да не завършва при максимум на тока или напрежението. В противен случай, както вече беше казано, в захранващата линия могат да се образуват синфазни вълни и линията ще излъчва също така интензивно, както и антената. При антената *DL1FK* това изискване се изпълнява, като дължината на захранващата линия се избира равна на 17,2 m. Захранващи кабели с дължина около 12 m и 23 m също биха били подходящи.

Много лека и гъвкава захранваща линия може да се направи от многожичен антенен проводник, като двата проводника чрез изолатори се поддържат на разстояние 5 cm един от друг. Доста затруднителното закрепване на изолаторите към проводниците на захранващата линия може да се избегне по следния начин: тръстикови пръчки с външен диаметър около 8 mm се нарязват на парчета с дължина 30—40 cm. Върху всяко жило на захранващата линия се нахлузва по една тръстикова тръбичка, следва изолаторът, нова тръстикова тръбичка и т. н., докато цялата линия се покрие от тръстиковите тръбички и изолаторите. Това се вижда на фиг. 18.19. Такава захранваща линия има и допълнително предимство — тя е изолирана. Изолаторите се правят от подходящи пластмасови ленти. Двете дупки (на разстояние 5 cm една от друга) трябва да са с такъв диаметър, че антенният проводник да минава свободно през тях. Изолаторите се фиксират в поло-



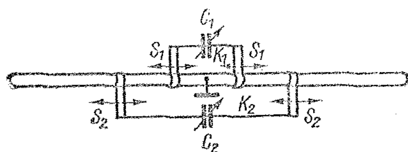
Фиг. 18.19. Захранваща линия

жението си чрез тръстиковите тръбички. Свързването на захранващата линия към крайното стъпало на предавателя става по някой от описаните начини (вж. раздел 8.2.).

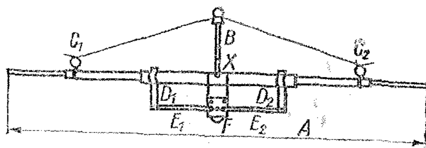
18.3.3. Пасивни елементи

Докато нещата, казани за активния елемент и неговото захранване, общо взето, са познати, описаните по-долу пасивни елементи на насочената антена *DL1FK* представляват действително една новост. За различните честоти резонансът на пасивните елементи се установява, като се образуват резонансни кръгове, разположени симетрично спрямо средата на елемента. В тези кръгове взема участие и част от самия пасивен елемент. Вследствие на своята конструкция тези кръгове имат голям качествен фактор, а частите от елемента, разположени вън от кръга, се включват към такива негови точки, в които има подходяща стойност на импеданса. Един такъв многообхватен елемент е показан схематично на фиг. 18.20. Той се състои освен от обикновения елемент и от две линейни схеми за настройка K_1 и K_2. По такъв начин по принцип е възможно да се извърши настройка в резонанс на три честоти. Чрез изместване на изводите S_1, съотв. S_2, се променят стойностите на индуктивността, а чрез завъртане на променливите кондензатори C_1 и C_2 — стойностите на капацитета на кръга.

Ако самият елемент има размери, избрани за средния от използваните обхвати (напр. 21 MHz), препоръчва се всъщност размерите му да са малко по-големи и с помощта на кондензатора C_2 да се извършва електрическото скъсяване на елемента. Едновременно с това C_2 и частта от елемента, разположена между скобите S_2, служи за



Фиг. 18.20. Схематично представяне на трио-обхватен елемент; S_1, S_2 — мостчета, които могат да се местят върху елемента, C_1, C_2 — променливи кондензатори с максимален капацитет 50 или 100 pF



Фиг. 18.21. Пасивен елемент на антената *DL1FK*

настройка в резонанс за по-ниската работна честота, т. е. за 14 MHz. Настройката на този кръг е много критична и елементът, настроен в резонанс за 14 MHz, има много по-голяма избирателност, отколкото елементът на обикновена антена, изчислен за честота 14 MHz (по-малка широчина на пропусканата честотна лента). По аналогичен начин K_1 с C_1 и S_1 образуват резонансен кръг за по-високата работна честота, в този случай — 28 MHz. Настройката на този кръг трябва да се направи много старателно, защото е лесно да се сгреши. В такъв случай елементът ще действува като целовълнов отрязък. Но този целовълнов отрязък е неподходящ за пасивен елемент, защото двата полувълнови отрязъка са възбудени противофазно (завъртане на фазата на 2.180°).

След тези теоретични разяснения за антената *DL1FK* ще бъдат дадени някои практически указания. На фиг. 18.21 е показан един пасивен елемент, който се използва в насочената антена *DL1FK* като рефлектор, съотв. директор. Конструкцията на елемента е най-проста в случая, когато той има размери, съответствуващи на обхвата 15 m. Ако външните краища на елемента провисват силно, те се стабилизират с помощта на обтяжки от антенен проводник, закрепени към опорната конзола B. Антенният проводник се изолира от пасивния елемент чрез порцелановите пръстени C_1 и C_2. Едновременно с това обтяжките образуват трептящ кръг за обхвата 10 m, като резонансната честота на кръга се определя от дължината на обтяжките. Резонансният кръг, образуван от мостчетата D_1 и D_2 и от отрязъците E_1 и E_2, се настройва за обхвата 20 m с помощта на кондензатора F. Използваните означения и размерите на пасивния елемент са дадени на стр. 257.

D_1, D_2 — мостчета, определящи разстоянието между тръбата на елемента и настройващия отрязък, дължина 10 cm;
C_1, C_2 — порцеланови пръстени;
B — конзола за закрепване на обтяжките, височина 20 cm; подходяща е напр. изолаторната стойка, използувана за повдигане на лентовите кабели над олуците;
F — променлив кондензатор със стойност от 12 до 50 pF, включен между краищата на E_1 и E_2;
X — геометрична среда на правия елемент. В тази точка носещата стрела може да се свърже галванически (минимум на напрежението).

Дължина на правия елемент A	рефлектор/директор	
(дуралова тръба)	6,80 m	7,40
Обща дължина на обтяжките между C_1 и C_2 (антенен проводник)	4,80 m	5,00 m
Дължина на проводниците E_1 и E_2 (диаметър 3 mm)	1,10 m	1,30 m

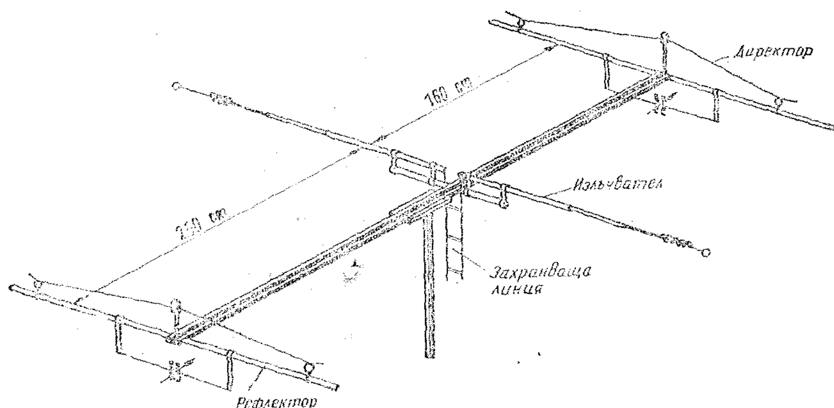
При средни мощности е достатъчно разстоянието между пластините на променливия кондензатор да бъде от 0,5 до 1 mm. Кондензаторът се закрепва в средата на елемента с помощта на изолационна пластина (напр. от *плакрил*). Той трябва да бъде защитен от атмосферното влияние. За тази цел кондензаторът се затваря във водонепроницаема пластмасова кутия или в торбичка от пластмасово фолио.

На фиг. 18.22 е показан схематично външният вид на една насочена антена *DL1FK*. Дължината на носещата стрела е 4,20 m. Разстоянието между активния елемент и директора е 1,60 m, между активния елемент и рефлектора — 2,60 m. Носещата мачта е закрепена в центъра на тежестта на антената.

Правят впечатление късите проводници, които стърчат извън порцелановите пръстени на обтяжките. Тези „опашки" (дълги около 10 cm) служат за настройка на пасивния елемент в обхвата 10 m. При настройката от „опашките" се отрязва по малко от проводника, докато рефлекторът (съотв. директорът) се настрои в резонанс за обхвата 10 m.

18.3.4. Настройка

За оптимална настройка на тази антена са необходими един гриддипметър и един обикновен индикатор на напрегнатостта на полето. Антената може да бъде монтирана на около 2 m над земята и да се настрои, докато се



Фиг. 18.22. Насочена антена *DL1FK*

намира на тази височина. Първоначално се извършва временна настройка за обхвата 20 m Допълнително стърчащите краища на обтяжките за обхвата 10 m се навиват върху една изолирана отвертка (избягваме капацитета на ръцете), за да се определи докъд да бъде изрязан проводникът. За да се изравни разликата спрямо следващото положение на антената върху носещата мачта, от всяка страна се развиват обратно около 3 cm от проводника. След това елементът, който е по-дълъг от необходимото за обхвата 15m, се изрязва малко по малко от двата края, докато се настрои почти на желания резонанс. Тази дължина на елемента ще бъде достатъчна при монтирането му върху носещата мачта. Възможно е след окончателното монтиране върху мачтата да се донастроят променливите кондензатори за обхвата 20 m. Трябва внимателно да се наблюдава индикаторът на напрегнатостта на полето, защото резонансната крива е много остра. Препоръчва се да се настрои първо рефлекторът и след това директорът за мнимум на излъчването в обратна посока, защото той е по-силно изразен, отколкото максимумът в направлението на главния лъч.

Резонансните честоти, на които трябва да се настроят пасивните елементи, са дадени в таблица 18.1.

При настройка в обхвата 20 m трябва да се има предвид, че съпротивлението в точката на захранване на излъчвателя се изменя силно и става много малко, когато директорът е настроен в резонанс и е разположен в близост до активния елемент. Ако се използува открита линия, трябва едновременно да се извършва настройка и на изхода на предавателя.

Принципът на линейните режекторни филтри, т. е. принципът на настройка на елементите на антената *DL1FK*, може да намери приложение и в други области.

18.4. Триобхватна насочена антена *W3DZZ*

W3DZZ е предложил една много интересна и ефективна триобхватна насочена антена. При тази антена не са правени никакви компромиси и тя има същата ефективност, каквато имат три отделни Яги-антени за съответните обхвати. Тази въртяща се насочена антена обаче има твърде усложнена механична конструкция и освен това изисква самостоятелна изработка на някои прецизни детайли.

Тъй като насочената антена *W3DZZ* е конструирана за американските условия, *DL1FK* с помощта на *W3DZZ* е разработил европейската версия, която се базира на нашата метрична система и използува обикновено продаваните видове тръби.

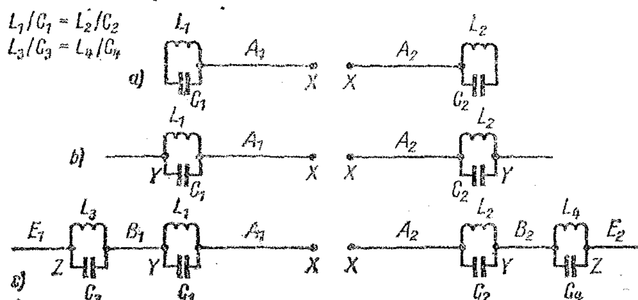
18.4.1. Начин на действие

Насочената антена *W3DZZ* се подчинява на същите закономерности, както всевълновата проводникова антена *W3DZZ* (вж. раздел 10.2.8.). Начинът на действие ще бъде разяснен още веднъж, като се разгледа активният елемент (фиг. 18.23).

Диполът за обхвата 10 m (фиг. 18.23*a*) по отношение на дължината си е оразмерен, както обикновено за този обхват. Свободните краища са затворени с по един паралелен резонансен кръг (L_1—C_1 и L_2—C_2). При достатъчно голям качествен фактор двата режекторни кръга имат много голямо съпротивление за резонансната си честота; те действуват като изолатори. Кръговете са настроени на работна честота в обхвата 10 m и частите от проводник, свързани съгласно фиг. 18.23*b* в точките YY, не влияят вече на резонанса в този обхват. Когато обаче

Таблица. 18.1. Резонансни честоти на триобхватната насочена антена

Работна честота	Резонансна честота на рефлектора	Резонансна честота на директора
28 400 kHz	27 600 kHz	29 400 kHz
21 250 kHz	20 800 kHz	21 700 kHz
14 250 kHz	13 950 kHz	14 555 kHz



Фиг. 18.23. [illegible] трисбхватен елемент от полувълнов дипол: *a* — дипол за обхвата 10 m, *b* — преработка до дипол за обхвата 15 m, *c* — триобхватен елемент за обхватите 10 m, 15 m и 20 m

активният елемент се възбуди в точките XX с честота напр. 21 MHz, двата режекторни кръга не са в резонанс за тази честота; те нямат режекторно действие. Индуктивностите L_1 и L_2 образуват удължителни бобини за обхвата 15 m. При подходящо оразмеряване двата отрязъка B_1 и B_2 заедно с A_1 и A_2 и индуктивностите L_1 и L_2 образуват полувълнов излъчвател за честота 21 MHz, без с това да се изменя настройката за честота 28 MHz. Тъй като обаче елементът трябва да може да се използува и в обхвата 14 MHz, в краищата на отрязъците B_1 и B_2 отново се включват два режекторни кръга (L_3—C_3 и L_4—C_4). Те се настройват за режекторно действие за честота 21 MHz (фиг. 18.23*c*).

В точките ZZ (фиг. 18.23*c*) са включени още два отрязъка от проводник E_1 и E_2. Те служат за установяване на полувълнов резонанс, когато елементът в точките XX се възбужда с честота 14 MHz. Нито кръговете L_1—C_1 и L_2—C_2, нито L_3—C_3 и L_4—C_4 са настроени в резонанс. Всички индуктивности имат удължаващо действие за обхвата 14 MHz. Отрязъците от проводника A_1, A_2, B_1, B_2, E_1 и E_2 заедно с индуктивностите L_1, L_2, L_3 и L_4 допринасят за полувълновия резонанс в обхвата 20 m. Затова конструкцията, показана на фиг. 18.23*c*, е настроена в резонанс едновременно и без превключване за три обхвата.

Пасивните елементи са изработени по същия начин с тази разлика, че резонансната честота за рефлектора се избира съответно по-ниска, а за директора — по-висока от тази на активния елемент. Тъй като тези елементи се възбуждат пасивно, т. е. чрез излъчения сигнал, не е необходимо те да бъдат прекъснати в средата. Пасивните елементи могат да бъдат заземени в геометричната си среда.

Пълната схема на триобхватната насочена антена *W3DZZ* е показана на фиг. 18.24. Забелязва се, че между активния елемент и рефлектора и между активния елемент и директора са разположени два къси пасивни елемента. Това са рефлектор и директор за обхвата 10 m. Тези допълнителни елементи са поставени, защото разстоянията активен елемент-рефлектор и активен елемент-директор при една триобхватна антенна система стават твърде големи за 10 m-обхват. Така при честота 28 MHz антената работи с общо 5 елемента, но вторият рефлектор едва ли допринася нещо за усилването. Затова при работа в обхвата 10 m може да се разчита на усилване около 7 dB. За честотите 21 MHz и 14 MHz действуват три елемента и в обхвата 15 m усилването може да достигне до 6 dB. В обхвата 20 m заради известно скъсяване на елементите усилването е малко по-малко и възлиза на 5 dB.

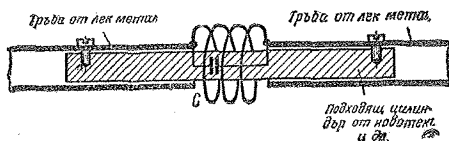
18.4.2. Практическа изработка на антената

Всички бобини L_1 се изработват от CuAg проводник с диаметър 4 mm. Те имат по 5 навивки и вътрешен диаметър на бобината 62 mm. Размерите на бобината L_2 са същите, но тя има

Фиг. 18.24. Схема на триобхватна насочена антена *W3DZZ*

7 навивки. Всички кондензатори C имат капацитет от 25 до 29 pF.

Режекторният кръг L_1—C трябва да се настрои на честота 28 MHz, докато кръговете L_2—C се настройват на честота 20,2 MHz. При това трябва да се внимава настройката да става само чрез изменяне на дължините на бобините, защото кръговият капацитет от 25 до 29 pF във всички случаи трябва да се запази. При оригиналната конструкция на насочената антена *W3DZZ* особено благоприятно е било това, че кондензаторите C са били представени от самите тръби на елементите. Ако се постави в по-дебелата тръба цилиндър от изолационен материал, при телескопичното напъхване на по-тънката тръба в по-дебелата се образува кондензатор, чийто диелектрик е изолационният цилиндър. Една такава конструкция естествено изисква голяма прецизност при механичната работа и подходящи тръби със съответните диаметри и дебелини на стените. По-лесна за изпълнение е конструкцията, пока-

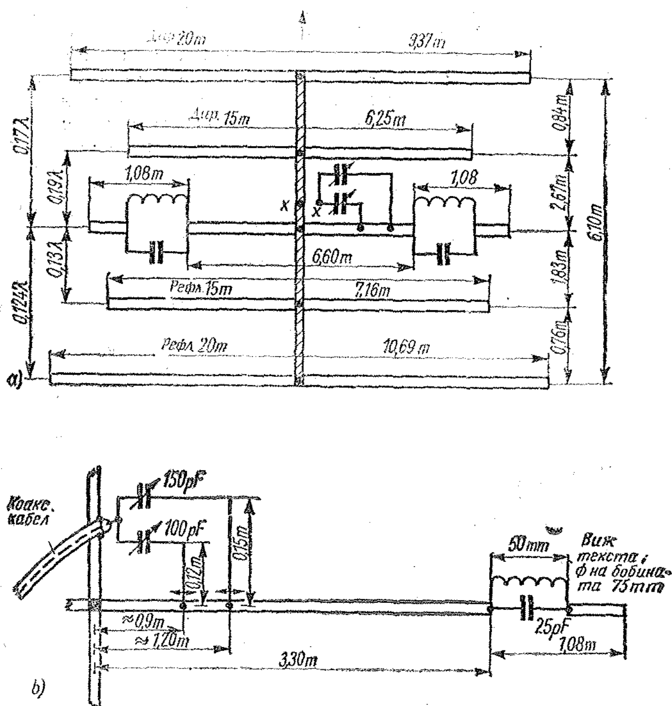


Фиг. 18.25. Конструкция на режекторните кръгове

зана на фиг. 18.25, при която двете тръби са свързани чрез подходящ щифт от изолационен материал. За целта може да се използува *новотекст*, тъй като този материал се чупи трудно. При някои видове новотекст обаче загубите са доста големи и освен това при такива слойни пластмаси съществува опасност от поемане на влага. Затова е необходима допълнителна защита на горната повърхност. Има обаче и пластмаси с много малки загуби, които са с достатъчна еластичност и здравина и които се продават под различни фирмени названия. От електрическа и механична гледна точка най-подходящи са кръглите полиестерни прътове, подсилени със стъкловлакно (пластмасовите рибарски пръти). Кондензаторът *C* трябва да бъде висококачествен постоянен кондензатор с малък температурен коефициент. Той трябва да бъде защитен от атмосферни въздействия чрез подходяща опаковка. При това обаче неговата стойност не трябва да превишава 15—20 pF, защото при приближаването на двете тръби на елементите възниква известен начален капацитет.

Захранването на системата може да стане чрез изпитаното на практика гама-съгласуване (вж. раздел 6.3.). В този случай възбуждането може да стане чрез произволно дълъг коаксиален кабел. Когато съгласуващият елемент се оразмери оптимално за обхвата 15 m, коефициентът на стоящи вълни в захранващата линия за обхватите 10 m и 20 m има все още приемлива стойност.

Възможно е за антената *W3DZZ* да се използува активният елемент на един насочен излъчвател от вида *DL1FK* (вж. фиг. 18.18) и тогава захранването да се извърши чрез настроена захранваща линия. В такъв случай режекторните кръгове в активния елемент не са необходими, а ре-



Фиг. 18.26. Двуобхватна насочена антена за обхватите 20 m и 15 m, предложена от *KH6OR*; *a* — обща схема, *b* — чертеж на активния елемент

зонансното състояние се нагласява в края на настроената захранваща линия, включена откъм предавателя.

18.5. Комбинирани двуобхватни Яги-антени за обхватите 20 m и 15 m

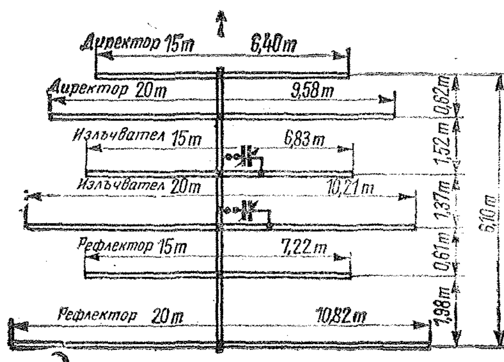
Комбинирани се наричат такива антени, чиито елементи, макар и оразмерени за различни честотни обхвати, са подредени през един върху обща носеща стрела. При това разстоянията между елементите се подбират така, че взаимното влияние между елементите, които не са оразмерени за един и същи обхват, да бъде минимално.

18.5.1. Двуобхватна Яги-антена за обхватите 20 m и 15 m, предложена от *KH6OR*

Тази двуобхватна насочена антена, разработена от *KH6OR*, представлява комбинация от един „истински" многообхватен активен елемент и пасивни елементи за обхватите 15 m и 20 m, подредени през един върху носещата стрела. Схемата на антената е показана на фиг. 18.26*a*, а на допълнителната фиг. 18.26*b* са показани някои особености на активния елемент.

Активният елемент има два режекторни кръга подобно на антената *W3DZZ*, които са настроени на резонансна честота 20,5 MHz. Двата кондензатора имат капацитет по 25 pF; двете бобини имат по 6 навивки, изработени от алуминиев проводник с диаметър от 3 до 3,5 mm. Диаметърът на бобината е 75 mm, навивките са разпределени върху обща дължина от 50 mm. Новост представлява начинът, по който са включени успоредно два различно дълги гама-съгласуващи елемента, за да се получи добро съгласуване към коаксиалния кабел и в двата обхвата. Данните, посочени за гама-съгласуващите елементи, са ориентировъчни и при последната настройка трябва да бъдат коригирани така, че коефициентът на стоящи вълни в коаксиалния кабел да бъде възможно най-малък. С посочените на фигурата размери на захранвания елемент антената има резонансни честоти 14,3 MHz и 21,3 MHz.

Пасивните елементи имат нормална дължина и са подредени върху носещата стрела така, че до голяма степен е избягнато взаимното им влияние. Разстоянието между активния елемент и рефлектора за обхвата 20 m е 0,124 λ, за обхвата 15 m — 0,13 λ. Разстоянието до директора за обхвата 20 m е 0,17 λ, за обхвата 15 m — 0,19 λ. Така се получава общата дължина на носещата стрела — 6,10 m. Разбира се, активният елемент може да бъде заменен с всеки друг многообхватен елемент; трябва обаче да се има предвид, че няма особена полза от силно скъсените елементи. След като се използват пасивни елементи с нормална дължина, не бива техните добри качества да се влошават от един скъсен излъчвател с намалена ефективност на излъчването. Пълноценен заместител на захранвания двуобхватен елемент би бил трибобхватният активен елемент на насочената антена *DL1FK* (фиг. 18.18).



Фиг. 18.27
Комбинирана двуобхватна насочена антена за обхватите 15 m и 20 m

Съществува и допълнителната възможност върху носещата стрела да се поместят пасивни елементи за обхвата 10 m, с което става възможна работата на три обхвата.

18.5.2. Комбинирана двуобхватна Яги-антена за 15 m и 20 m, предложена от *W8FYR*

Схемата на тази антена, показана на фиг. 18.27, няма някакви характерни особености. Касае се за две нормално оразмерени Яги-антени, които се захранват поотделно чрез гама-съгласуващи елементи и които са разположени върху обща носеща стрела.

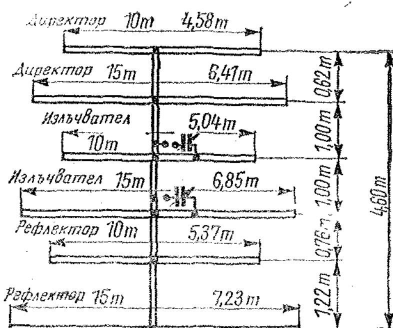
Тази антена би трябвало да избере този, който предпочита да избегне усложненията при построяването на един многообхватен насочен излъчвател и при това разполага с достатъчно свободно място и необходимия материал.

Размерите на антенните елементи, които са малко по-големи от тези на насочената антена *KH6OR*, дават да се разбере, че те са оразмерени за нискочестотния край на обхвата (телеграфния участък). Гама-съгласуващите елементи се оразмеряват според раздел 6.3. Нужни са два отделни коаксиални захранващи кабела. Вторият захранващ кабел може да бъде спестен, ако превключването на излъчвателите се извършва чрез коаксиално реле, закрепено на носещата стрела.

18.6. Комбинирани Яги-антени за обхватите 10 m и 15 m

На фиг. 18.28 е показана една комбинирана двуобхватна Яги-антена за обхватите 15 m и 10 m, която изцяло съответствува на антената, дадена на фиг. 18.27. По аналогия важат всички данни, съобщени за конструкцията, работеща в обхватите 20 m и 15 m.

Двуобхватна насочена антена, разработена от *W4KFC*, показана на фиг. 18.29, има една малка особеност. При нея е спестен един пасивен елемент, като средният пасивен елемент служи едновременно като рефлектор за обхвата 10 m и като директор за обхвата 15 m. Все пак този елемент е твърде дълъг за рефлектор за обхвата 10 m.

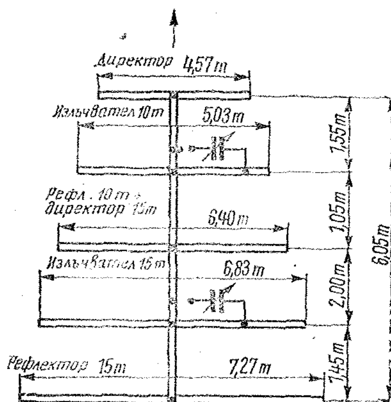


Фиг. 18.28. Комбинирана двуобхватна насочена антена за обхватите 10 m и 15 m

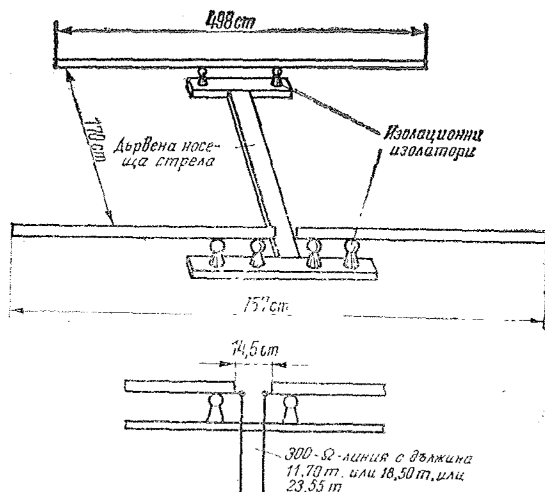
Комбинираното използуване на този елемент предизвиква и малко по-друго подреждане на останалите, така че общата дължина на носещата стрела става 6,05 m. Тъй като компактната конструкция, показана на фиг. 18.28, има обща дължина само 4,60 m, не може да се каже, че спестяването на един елемент е някакво особено предимство за антената *W4FKC*.

18.7. Опростени многообхватни антени

Дори с обикновените опростени многообхватни антени могат да се постигнат



Фиг. 18.29. Комбинирана двуобхватна насочена антена за обхватите 10 m и 15 m, предложена от *W4KFC*



Фиг. 18.30. Триобхватна антена Maria-Maluca

учудващо добри резултати, особено когато се отдаде монтирането на една такава антена на голяма височина над земята. По-долу са описани няколко опростени многообхватни излъчвателя.

18.7.1. Триобхватна антена *Maria-Maluca*

Антената, наречена *Maria-Maluca*, е разпространена в Латинска Америка. Тя може да се използува в любителските обхвати 10 m, 15 m и 20 m, при което активният елемент се възбужда чрез настроена захранваща линия и се настройва в резонанс с помощта на захранващата линия.

Антената Maria-Maluca е показана на фиг. 18.30. От нея могат да се видят всички подробности и размерите, необходими за построяването на антената. Тя работи като двуелементен насочен излъчвател за обхвата 10 m, като пасивният елемент представлява един твърде дълъг директор, разположен на разстояние λ/6 от активния елемент. За обхвата 10 *m* активният елемент представлява един удължен дипол, който се настройва в резонанс чрез захранващата линия и звеното за връзка с антената по същия начин, както при насочената антена *G4ZU*. В обхвата 15 m антената работи като нормален полувълнов дипол. Действието на директора е по-слабо, защото той, макар и да се намира на разстояние λ/8 от активния елемент, е твърде къс за обхвата 21 MHz. Все пак въздействието на директора определено съществува. Накрая в обхвата 20 m Maria-Maluca работи като скъсен дипол. Директорът би трябвало да има някакво макар и слабо действие и в този обхват; затова се твърди, че антената е равностойна на един нормален полувълнов дипол.

Антената се възбужда чрез захранваща линия с вълново съпротивление 300 Ω и определена дължина. Дължината може да бъде по избор 11,70, 18,50 или 23,55 m. Само тогава може да се получат най-благоприятни резултати от експлоатацията.

Maria-Maluca не може и няма претенции да бъде една високоефективна антена. Тя е антена, която може да се изработи с най-прости средства, работи в три обхвата и вече е доказана пригодността ѝ за установяване на DX-връзки.

18.7.2. Опростени двуобхватни антени

Най-простата конструкция за работа в два обхвата представлява настроен полувълнов дипол, който има нормална дължина за по-нискочестотния от двата обхвата. Съответният директор е оразмерен за по-високочестотния любителски обхват, така че в него антената действува като двуелементен насочен излъчвател.

Таблица 18.2. Данни заоразмеряване на опростени двудиапазонни антени (фиг. 18.31 и фиг. 18.32)

Любителски обхвати	20 m+15 m	15 m+10 m	20 m+10 m
Дължина L_1 (излъчвател)	10,19 m	6,83 m	10,19 m
Дължина L_2 (директор)	6,40 m	4,57 m	4,57 m
Дължина L_3 (рефлектор)	10,77 m	7,25 m	10,77 m
Разстояние S_1	1,70 m	1,27 m	1,27 m
Разстояние S_2	3,05 m	1,70 m	3,05 m

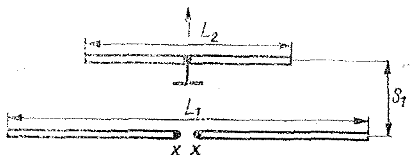
Схемата на една такава двуобхватна антена е показана на фиг. 18.31; механичната ѝ конструкция е същата, както на антената Maria-Maluca. По желание могат да се изработят конструкции за обхватите 20 m и 15 m, 15 m и 10 m или 20 m и 10 m.За всеки от написаните като първи обхвати антената представлява полувълнов дипол, докато за вторите обхвати тя винаги работи като двуелементен насочен излъчвател. Данните за оразмеряване на антената, показана на фиг. 18.31, са събрани в табл. 18.2.

На фиг. 18.32 е показана една по-сложна конструкция, в която се използуват общо три елемента При нея винаги действуват по два от елементите. В нискочестотния обхват антената се състои от активен елемент и рефлектор, във високочестотния — от активен елемент и директор. Данни за тази антена също могат да се намерят в табл. 18.2, като допълнително са дадени размерите, означени с L_3 и S_2. Вижда се, че е възможно една антена като показаната на фиг. 18.31 без изменения да се разшири с добавянето на още един елемент с дължина L_3, разположен на разстояние S_2 от активния елемент.

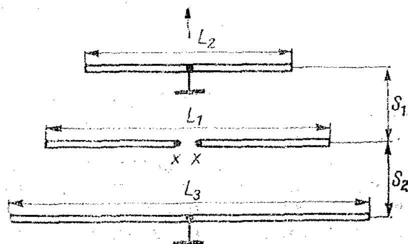
Двата вида антени се захранват чрез настроена линия с вълново съпротивление 300 Ω, като настройката на захранвания елемент трябва да стане чрез звеното за връзка с антената (вж. раздел 8.2). Оттук следва, че е възможно антената да работи временно и на трети обхват, като се настрои съответно звеното за връзка с антената. При това направлението на главния лъч може да се обърне и при определени условия антената да стане двупосочно излъчваща.

18.8. Триобхватни антени «двоен квадрат»

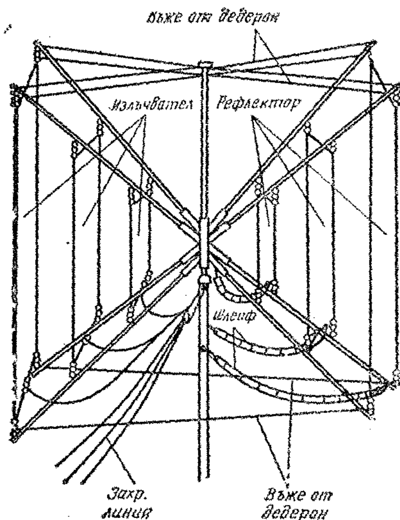
Рамковидната конструкция на антената „двоен квадрат" (вж. раздел 15.1) е особено подходяща за построяване на комбинирана многообхватна антена, защото елементите за високочестотните обхвати могат лесно да се закрепят към носещата рамка. Дължината на страната на антената за обхвата 20 m обаче възлиза вече на повече от 5 m и не всеки радиолюбител може да се справи с тези размери. Въпреки това има много примери на триобхватни антени „двоен квадрат", които въпреки



Фиг. 18.31. Схема на опростена двуобхватна антена (за оразмеряването вж. табл. 18.2)



Фиг. 18.32. Схема на 2-елементна насочена антена за два обхвата (за оразмеряването вж. табл. 18.2)



Фиг. 18.33. Трибхватен „двоен квадрат"

олекотената си конструкция издържат на силни бури. Теглото на един трибхватен „двоен квадрат" при използването на бамбукови пръти може да се сведе до 20 kgf. Както ветровото съпротивление, така и общото тегло могат да се намалят, ако вместо бамбукови пръти се осигурят *полиестерни*, подсилени със стъкловлакно (въдичарски пръти.)

Описаните по-долу трибхватни антени „двоен квадрат" могат да бъдат изградени и като двуобхватни, ако се изостави работата в обхвата 20 m.

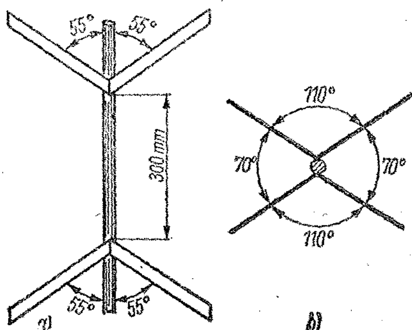
Най-големите трудности при построяването на „двойния квадрат" се срещат при изработването на лека носеща конструкция, в която да няма преплитащи се проводници. За първи път *W4NNQ* е предложил конструкция на основата на антената, която до този момент може да се смята за най-удачното решение на поставената задача както от електрическа, така и от механична гледна точка.

На фиг. 18.33 е представена схематично трибхватната антена „двоен квадрат". Както се вижда, основата на антената представлява отрязък от тръба, към който са заварени радиално 8 подпори. Те от своя страна поемат бамбуковите пръти. Всяка от осемте подпори е изработена от стоманен винкел, дълъг 50 cm, с размери на страните 40 mm×40 mm и дебелина 5 mm. Опорната носеща тръба е дълга от 40 до 60 cm. Нейният вътрешен диаметър е равен на външния диаметър на тръбата на носещата мачта.

Обикновено не могат да се дадат пълни данни за ъглите, под които трябва да се заваряват винкелите към опорната тръба, защото тези ъгли зависят от разстоянието, на което са разположени рефлекторите. Обикновено между горните и долните четири винкела се оставя известно разстояние, за да се увеличи механичната здравина на конструкцията. Конструкцията на средната опорна тръба, предложена от *W4NNQ*, е показана на фиг. 18.34*a*. Стоманените винкели се обработват в единия си край така, че да прилегнат добре към средната тръба и да могат да се заварят стабилно към нея. В този случай ъгълът, под който се заваряват винкелите, е равен на 55°.

Двойките винкели се разполагат спрямо опорната тръба така, че при поглед отгоре ъглите между тях да бъдат 110° и 70° (фиг. 18.34*b*). Изработването на носещата основа на антената изисква точна механическа работа и е най-трудната и едновременно най-важна част на трибхватната антена „двоен квадрат".

Към всеки винкел се закрепва един бамбуков прът, дълъг най-малко 4 m, който в средата трябва да е дебел около 3 cm. Препоръчва се горната повърхност на бамбуковия прът да се



Фиг. 18.34. Средна опорна тръба на трибхватния „двоен квадрат"; *a* — изглед отстрани, *b* — изглед отгоре

обработи с груба шкурка и след това да се покрие с алкиден смолест лак. Без това защитно покритие бамбуковите тръби се разрушават за кратко време от атмосферно въздействие. За да се предотврати напукването на тръбата, във всяка нейна секция трябва да се пробие отвор с диаметър 3 mm. За същата цел всяка секция може да се обвие с няколко навивки от мек меден проводник и след това всички навивки се запояват.

Закрепването на бамбуковите тръби към винкелите става или чрез обвързване с лента от тънко тенеке, или с подходящ проводник. В последния случай във външния ъгъл на винкела се правят нарези, за да не се свлича обвързващият проводник. Препоръчва се краищата на бамбуковите тръби да се обвият с пластмасово фолио, за да се избегне врязването на обвързващия проводник в бамбуковата тръба. Тъй като бамбуковите тръби са достатъчно добри изолатори и дължината им е доста голяма, антенните проводници могат без всякакви опасения да се закрепят непосредствено към тях.

Излъчвателят и рефлекторът за обхвата 20 m, които образуват външната рамка на антената, трябва да се закрепят особено стабилно към краищата на бамбуковите пръти, като за целта антенните проводници се увиват около прътите и допълнително се стабилизират с крепежен проводник. Елементите за обхватите 15 m и 10 m могат да бъдат закрепени по-просто само с мек крепежен проводник. Могат да бъдат използувани и леки изолатори.

18.8.1. Елементи на антената

Като материал за елементите може да се използуват едно- или многожилни медни проводници с до голяма степен произволен диаметър. Обаче най-често се предпочита меден проводник с диаметър от 1,5 до 2 mm. За излъчвателя и рефлектора за обхвата 20 m са необходими по около 25 m проводник. Средата на този отрязък се отбелязва и след това вляво и вдясно от тази точка се измерват по 2,60 m Получената по този начин дължина от 5,20 m дава дължината на една страна, по-точно на горната хоризонтална страна. Тази част от проводника се закрепва към съответните краища на бамбуковите пръти. След това се спускат двата отвесни отрязъка с дължина също по 5,20 m и накрая се изработва долната хоризонтална страна с точката на захранване. Там проводникът се прекъсва в геометричната среда и се включва изолатор. Остатъкът от проводника на първо време може да виси свободно. След това по същия начин се извършва монтажът на антенния проводник за обхвата 15 m и накрая за обхвата 10 m. Дължината на страната на квадрата за обхвата 15 m възлиза на 3,50 m и за обхвата 10 m — на 2,55 m. Естествено положението на тези проводници върху бамбуковите пръти трябва да се избере така, че разстоянието между съседните бамбукови пръти да е равно на съответната дължина на страната на антенния елемент. Тези точки на закрепване може да се изчислят предварително (ъглови функции), но обикновено те се определят опитно. Дължините на страните на рефлекторите са равни на тези на активния елемент. Действието на рефлектора се постига чрез отрязък от двупроводна линия, свързан към долната му страна. Тези шлейфове, свързани накрая на късо, предизвикват електрическо удължаване на елементите и изместват резонансните им честоти към по-ниските стойности. Първоначалната дължина на шлейфовете в рефлекторите за различните обхвати възлиза на:

за обхвата 20 m — 2,00 m,
за обхвата 15 m — 1,50 m,
за обхвата 10 m — 1,00 m.

Окончателната дължина на шлейфовете се определя при настройката. Разстоянието до рефлектора влияе върху входното съпротивление на антената и върху нейното усилване. Разумно и целесъобразно е разстоянието между активния елемент и рефлектора да се избере така, че входното съпротивление на антената да съответствува на вълновото съпротивление на предвидената захранваща линия.

В табл. 18.3 са дадени приблизително стойностите на входното съпротивление, които могат да се очакват при различни разстояния между активния елемент и рефлектора; дадени са геометричните разстояния за високочестотните любителски обхвати.

Естествено още преди изработването

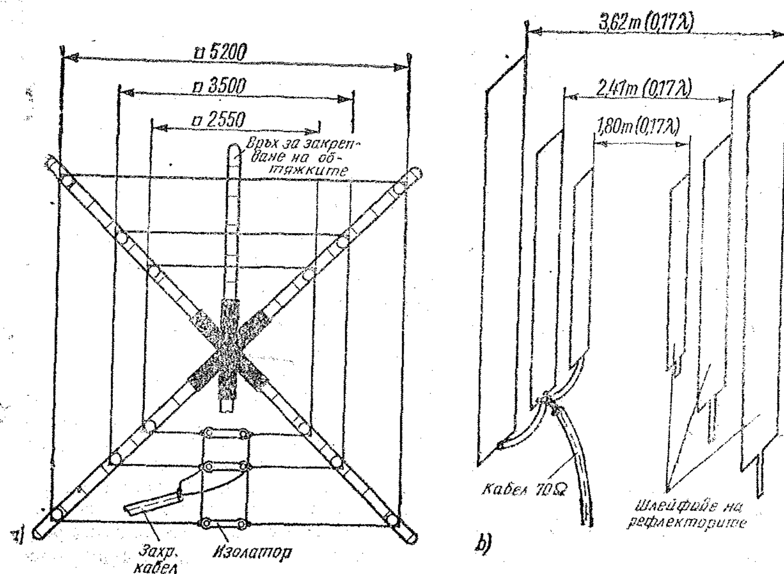
Табл. 18.3. Входно съпротивление на антени „двоен квадрат“ в зависимост от разстоянието между активния елемент и рефлектора

Входно съпротив-ление, 3 Ω	Разстояние до рефлектора, λ	Разстояние до рефлектора, m		
		Обхват 20 m	Обхват 15 m	Обхват 10 m
52	0,11	2,34	1,56	1,17
60	0,13	2,76	1,85	1,38
70	0,17	3,62	2,41	1,80
72	0,18	3,83	2,56	1,91
75	0,20	4,25	2,84	2,12

на носещата основна тръба на антената трябва да се предвиди какво ще бъде разстоянието между излъчвателя и рефлектора, защото то определя ъгъла, под който се заваряват стоманените винкели. След като се монтират елементите, цялата антенна система се натяга с подходящи пластмасови обтяжки, за да получи нужната стабилност. Идеален материал за обтяжки е стъкловлакното с мека пластмасова обвивка (от PVC). То гарантира голяма здравина, изолира добре и, което е особено важно, не се разтяга.

18.8.2. Захранване

Входното съпротивление на антенната система е от порядъка на 70 Ω и затова е възможно директно включване на произволно дълъг коаксиален



Фиг. 18.35. Подреждане и захранване на елементите; *a* — изглед отпред (активен елемент), *b* — активен елемент и рефлектори, изглед отстрани

кабел. Практическият опит е показал, че в късовълновия обхват не е безусловно необходимо да се симетрира коаксиалният кабел и почти всички „двойни квадрати“ за късовълновия обхват работят с директно захранване чрез коаксиален кабел.

Обикновеният начин за захранване на един триобхватен „двоен квадрат“ предполага използването на отделна захранваща линия за всеки от обхватите. Така всичко е пределно ясно. Обаче особено при големи дължини на захранващите линии е необходим твърде много коаксиален кабел. Ако всяка отделна антенна система е съгласувана оптимално, възможно е активните елементи на един триобхватен двоен квадрат да се включат паралелно в точките на захранване и да се възбудят чрез един единствен коаксиален кабел (фиг. 18.35). Най-добре е последният да се свърже към точките на захранване на активния елемент за обхвата 15 m. При това обаче към дължината на проводника на излъчвателя се прибавя и дължината на свързващите кабели и резонансната честота се измества към по-ниските честоти. Затова е необходимо дължината на проводника на излъчвателя да се намали предварително толкова, колкото дълъг ще бъде свързващият кабел между отделните излъчватели. Това скъсяване може да се постигне и по електрически път, като се включат подходящи по стойност кондензатори.

Триобхватният „двоен квадрат“ предлага на любознателните радиолюбители големи възможности за експерименти. Би могло напр. да се помисли за това, дали не е възможно размерите на секцията за обхвата 20 m да се намалят, както това се прави при скъсените насочени антени, или пък да се разработи триобхватен „двоен квадрат“ с размерите на „двоен квадрат“ за обхвата 15 m, при което нормалният активен елемент за обхвата 15 m да се настройва в резонанс и за обхвата 20 m. Така би се помогнало и на останалите DX-любители. Все пак такива изменения, както вече беше казано, се отразяват неблагоприятно на широчината на пропусканата честотна лента, на усилването и на диаграмата на насочено излъчване.

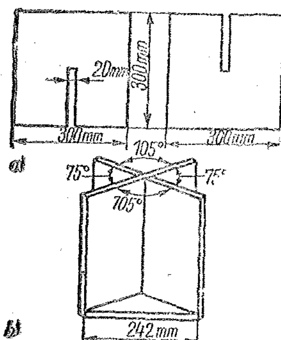
8.8.3. Настройка

За начало захранваните елементи трябва да се настроят в резонанс. За целта захранващата линия се включва към настройвания в момента елемент, при което към нея чрез шлейф се включва един рефлектометър. Като се използва работен предавател, измерителен генератор или гриддипметър, се възбужда излъчвателят и работната честота се изменя в широки граници. Показанията на рефлектометъра се следят непрекъснато. Честотата, при която коефициентът на стоящи вълни в захранващата линия има минимална стойност, е резонансната честота на активния елемент. Ако тя не съвпада с желаната работна честота в съответния обхват, дължината на елементите трябва да се измени по съответния начин (например според фиг. 15.4).

Следва фината настройка на рефлекторите; целта е да се постигне най-голямо затихване на излъчения сигнал в обратна посока. Използва се един прост индикатор на напрегнатостта на полето (спомагателна антена + германиев диод + измерителен уред), който е отдалечен на около 50 m и по възможност е монтиран на еднаква височина с „двойния квадрат“. Триобхватният „двоен квадрат“ се завърта така, че равнината на рефлектора да се обърне към индикатора на напрегнатостта на полето. При включен предавател мостчетата за късо съединение в шлейфовете на рефлектора се преместват така, че индикаторът на напрегнатостта на полето да покаже един изразен минимум. Тази настройка трябва да се извърши прецизно — минимумът е много силно изразен. При настройката на рефлектора до известна степен се изменя и резонансната честота на активния елемент. За това се препоръчва още една последна проверка на настройката с помощта на рефлектометър.

18.9. Триобхватен «двоен квадрат» CQ-PA

В холандското списание за радиолюбители CQ-PA е описан триобхватен „двоен квадрат“, разработен от *PAXE*. Неговата механична конструкция е много проста и може да се препоръча на радиолюбителите като една от най-удачните съвременни конструкции. Други предимства на тази антена са след-



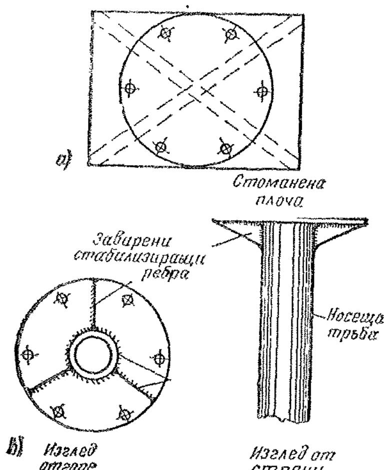
Фиг. 18.36. Носеща основа на антената CQ—PA; *a* — отделните плочи, *b* — сглобена носеща основа

ните: не се използуват никакви шлейфове или подобни средства за настройка; във всички обхвати разстоянието между активният елемент и рефлекторът е оптимално. Ако всички размери на антената се спазят точно, не е необходима никаква настройка.

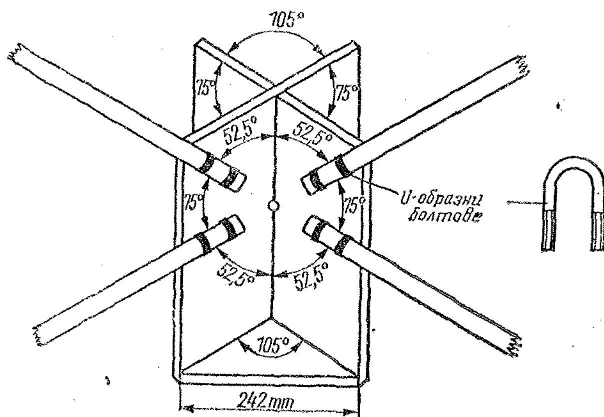
PAØXE не използува за носеща основа на антената конструкция от стоманени винкели, заварени към тръба, а стойка, изработена от дървесни плоскости с дебелина 20 mm (фиг. 18.36). Допълнителният чертеж (фиг. 18.36*a*) показва две квадратни дървесни плоскости от материал с дебелина 20 mm и дължина на страната 300 mm. Всяка от плочите в средата на едната си страна има шлиц с дължина 150 mm и широчина 20 mm. Двата шлица трябва да се изработят така, че при сглобяването на плочите да се получат двата ъгъла от 105° и 75° (наклонени ръбове на шлицовете). От същият материал се изразява и една правоъгълна основна плоча с размери 242 mm×184 mm. Ако тази основна плоча е изработена точно, а върху нея се поставят двете кръстосани дървени плочи, нужните ъгли от 105° и 75° се получават от само себе си.

Така получената носеща основа на антената се стабилизира чрез залепване на дървените плочи, които допълнително могат да се фиксират и с винтове. Винтовете в основната плоча трябва да бъдат с ферзенк. Дървесните плоскости трябва да се импрегнират многократно с ленен безир или да се покрият с качествен маслен лак. Още по-стабилни и устойчиви на атмосферни въздействия, но и по-скъпи са гетинаксовите плочи със съответната дебелина. След това носещата плоча се закрепва към носещата мачта. Върху долната страна на носещата плоча, както е показана на фиг. 18.37, се поставя кръгла стоманена плоча с диаметър 180 mm и дебелина от 3 до 5 mm. В стоманената плоча се пробиват 6 отвора с диаметър около 5 mm, разпределени равномерно по обиколката й. Едновременно се пробива и основната плоча. Отворите трябва да се разпределят така, че при затягането на винтовете те да могат да се въртят свободно. Стоманената плоча не трябва да бъде непременно кръгла, тя може да има размерите на основната плоча (242×184 mm).

PAØXE препоръчва за носеща мачта да се използува 1,5-цолова водопроводна тръба. За начало е необходима тръба с дължина 3 m. В единия й край се нарязва външна резба, която е необходима, за да може мачтата да се удължава при нужда, като се използуват тръбни муфи. В другия край на тръбата след точно центриране се заварява стоманена плоча. Носещата мачта да бъде перпендикулярна на стоманената плоча. Препоръчва се последната да се укрепи допълнително с



Фиг. 18.37. Закрепване на мачтата към носещата основа. *a* — стоманена плоча, *b* — заварена стоманена пластина



Фиг. 18.38
Закрепване на носещите рамена

три конзоли под формата на правоъгълни триъгълници, които биха могли да поемат страничния натиск (фиг. 18.37*b*).

За носещи рамена са необходими 8 бамбукови пръта с дължина по 4,50 m. За да могат те да се фиксират към носещата основа, са необходими общо 16 U-образни шпилки. Размерите на тези шпилки зависят от размера на бамбуковите пръти. Шпилките, гайките, шайбите и всички останали метални части по възможност трябва да бъдат поцинковани или кадмирани; в краен случай трябва да се покрият поне с качествен лак за защита от ръжда.

Закрепването на носещите рамена към носещата основа на антената е показано на фиг. 18.38. За по-добра прегледност са начертани само 4 носещи рамена; останалите 4 бамбукови пръта трябва да се монтират по същия начин в срешуположния ъгъл от 105°. Трябва особено да се внимава наклонът на носещите рамена спрямо вертикалата да бъде точно 52,5°. Този ъгъл се определя много лесно: изработва се шаблон от хартия, като се използва ъгълът от 105° и след това този ъгъл се разделя на две чрез сгъване на шаблона. (105 : 2 = 52,5). Като се използват тези шаблони, може да се отбележат местата на дупките за U-образните шпилки. Препоръчва се вътрешните шпилки да не се поставят много близо до линията на пресичане на плочата, за да остане достатъчно място за навиване и развиване на гайките. За да не се смачкат бамбуковите тръби при силно затягане на гайките, по-дебелият край на тръбите, който се затяга, се обвива в изолирбанд или друг подходящ материал. В началото на този раздел беше описано как трябва да се обработват бамбуковите тръби.

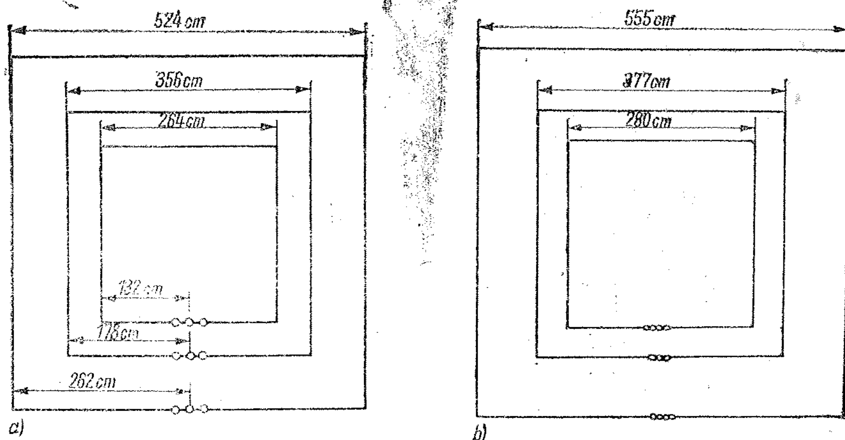
Следва изготвянето и монтирането на елементите. За материал се използват едно- или многожилни медни проводници, които могат да издържат механичното натоварване. Необходими са общо около 100 m проводник.

PA∅XE е използвал многожилен проводник с пластмасова изолация, който може да се обработва много лесно. Активните елементи и рефлекторите сами за себе си са настроени в резонанс и за това не са необходими шлейфове или други спомагателни средства за настройка. Това обаче означава, че всеки активен елемент получава своя собствена захранваща линия; следователно към помещението на станцията се отвеждат 3 коаксиални кабела. Могат да се използват всички видове коаксиални кабели с вълново съпротивление между 50 и 75 Ω.

Рефлекторите се състоят от затворени четириъгълници от антенен проводник (фиг. 18.39*a*). Активните елементи са прекъснати в геометричната среда на долната хоризонтална страна (фиг. 18.39*a*). Там се включва захранващият кабел.

За изработване на елементите на антената трябва да се изрежат проводници със следната дължина:

обхват 20 m



Фиг. 18.39. Елементи на антената: *a* — активни елементи, *b* — рефлектори

Дължина на проводника на активния елемент 21,06 m, от тях 2×5 cm за закрепване към разделителния изолатор. Така се получава дължина на опънатия проводник 20,96 m, съответствуваща на дължина на страната 524 cm.

Дължина на проводника на рефлектора 22,25 m, от тях 2×5 cm за усукване и запояване на краищата на проводника. Получава се обиколка на рефлектора 22,20 m, т. е. дължина на страната 555 cm.

обхват 15 m

Дължина на проводника на активния елемент 14,34 m, от тях 5 cm за закрепване към разделителния изолатор. Обиколката на активния елемент е 14,24 m, което съответствува на дължина на страната 356 cm.

Дължина на проводника на рефлектора 15,13 m, от тях 5 cm за усукване и запояване на краищата на проводника. Обиколката на рефлектора е 15,08 m, дължината на страната му — 377 cm.

обхват 10 m

Дължина на проводника на активния елемент 10,66 m, от тях 2×5 cm за закрепване към разделителния изолатор. Обиколката на активния елемент е 10,56 m, дължината на страната — 264 cm.

Дължината на проводника на рефлектора е 11,25 m, от тях 2×5 cm за усукване и запояване на краищата на проводника. Обиколката на рефлектора е 11,20 m, дължината на една от страните — 280 cm.

Изрязаните парчета от проводник с определените дължини се опъват и местата, които по-късно ще бъдат закрепени към носещите рамена, се отбелязват с бързо изсъхващ лак. Често е достатъчно тези места да се отбележат и чрез завързване на едно здраво полиетиленово шнурче; когато то е с по-дълги краища, може след това да се използува за закрепване на проводника към носещите рамена. Подреждането на елементите и дължините на страните им са показани на фиг. 18.39. От този чертеж може да се определи и положението на точките, които трябва да се отбележат по описания по-горе начин.

Монтирането на цялата антенна система е добре да се извърши в следния ред:

a — върху носещата основа се монтират 4-те насочени нагоре носещи рамена;

b — нагласят се горните хоризонтални страни на активните елементи и рефлекторите и се закрепват насочените нагоре носещи рамена

Елементите висят между два бамбукови пръта, които сключват помежду си ъгъл от 75°. Препоръчва се още в този момент да се поставят обтяжките от пластмасово влакно или стък-

ловлакно, защото горните носещи рамена са все още лесно достъпни;

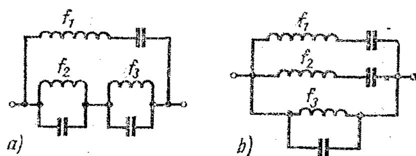
c — носещата основа на антената се завинтва към носещата мачта, дълга около три метра. Носещата мачта се изправя вертикално нагоре. *PAØXE* препоръчва долният край на носещата мачта временно да се постави в голям дървен сандък, като в горната и долната страна на сандъка се пробият отвори с диаметър, равен на диаметъра на тръбата на носещата мачта. До завършването на монтажа антената може да остане закрепена в този сандък;

d — към носещата основа се закрепват и 4-те насочени надолу носещи рамена. Към тях се закрепват вертикалните страни на елементите;

e — краищата на проводниците на рефлекторите се запояват така, че да се образува долната хоризонтална страна. Между краищата на проводниците на активните елементи се поставя по един изолатор. Така в средата на долната хоризонтална страна на активния елемент се оформят точките на захранване;

f — носещите рамена се натягат с подходящи пластмасови въженца. Това придава на цялата система необходимата стабилност. Антената придобива правилна кубична форма. Коаксиалните кабели с вълново съпротивление между 50 и 60 Ω се свързват към точките на захранване и допълнително се прикрепват към носещата основа, защото тежестта им не бива да се поема от антенните проводници.

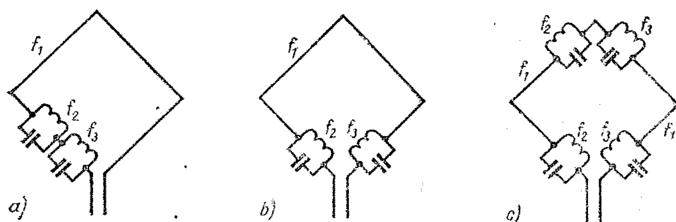
С това монтирането на триобхватната антена „двоен квадрат" *CQ-PA* е завършено и тя е готова за работа. За конструктора остава нелеката задача да пренесе антенната система на покрива на къщата си или да я монтира на по-висока носеща мачта.



Фиг. 18.40. Триобхватни трептящи кръгове в два варианта

18.10. Триобхватен «двоен квадрат» с прости шлейфове *VK2AOU*

VK2AOU е разработил, изпробвал и описал един пълноценен триобхватен „двоен квадрат", който едва ли оставя място за някакви усъвършенствувания. При тази триобхватна антена *VK2AOU* също изхожда от принципа на многообхватния трептящ кръг, използуван при известната триобхватна Яги-антена (вж. раздел 18.2.). По този начин е възможно да се постигне резонанс и за трите обхвата (10 m, 15 m и 20 m) само с един активен елемент и един рефлектор. На фиг. 18.40 са показани схематично триобхватни трептящи кръгове в два различни варианта. Ако се вземе всеки от трептящите кръгове сам за себе си, неговата резонансна честота не съвпада с нито една от желаните работни честоти, но цялата система е настроена в резонанс и за трите работни честоти. Когато в схемата, показана на фиг. 18.40*a*, последовател-

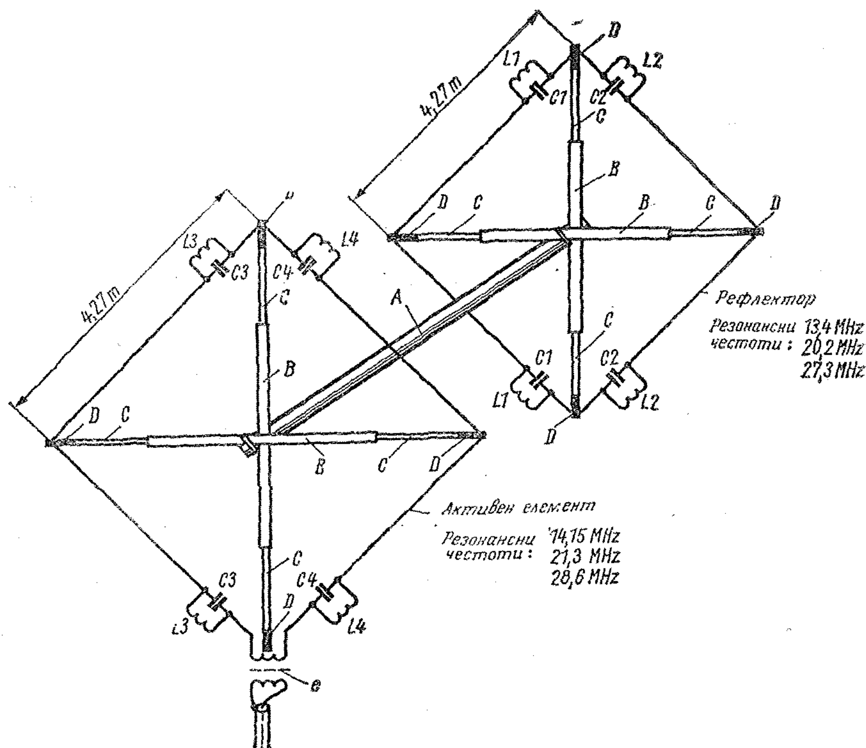


Фиг. 18.41. Схема на триобхватен „двоен квадрат", предложен от *VK2AOU*: *a* — механична конструкция (вж. фиг. 18.40*a*), *b* — поставяне на f_2 и f_3 симетрично на точките на захранване, *c* — поставяне на f_2 и f_3, когато общата дължина на квадратната рамка надхвърля 1,5 λ за най-високата работна честота

ният трептящ кръг f_1 се замести от елемент на антена, характеристиката на настроената триобхватна схема не се променя. Ако този антенен елемент е една квадратна рамка, получава се схемата, показана на фиг. 18.41*a*, в която квадратната рамка представлява само последователният трептящ кръг f_1 с разпределени *L* и *C*. От съображения за механична и електрическа симетрия двата кръга f_2 и f_3 се подреждат от двете страни на точките на захранване (фиг. 18.41*b*). Схемата, показана на фиг. 18.41*c*, при която във всяко рамо на рамката е свързан по един трептящ кръг, се използува, когато общата дължина на квадратната рамка надхвърля 1,5 m за най-високата работна честота.

18.10.1. Електрическа схема на триобхватния „двоен квадрат"

Антената се състои от две еднакви квадратни рамки от проводник с дължина на страната 4,27 m; конструкцията ѝ е представена на фиг. 18.42. Тя има два пъти по-малко ветрово съпротивление от това на описаните в предишния раздел триобхватни „двойни квадрати". Могат да бъдат използувани елементи с по-малка или по-голяма дължина, при което се появява съответното намаляване или увеличаване на ефективността на антената. Оказало се е, че дължината на страната 4,27 m е много близо до оптимума по



Фиг. 18.42. Механична конструкция на триобхватния „двоен квадрат", предложен от *VK2AOU*

отношение ефективността и разхода на материали.

Активният елемент, състоящ се от една рамка, с настроен в резонанс за три обхвата, напр. за 14,15 MHz, 21,3 MHz и 28,6 MHz. Резонансните честоти на рефлектора трябва да бъдат съответно по-ниски, именно 13,43 MHz, 20,20 MHz и 27,30 MHz.

За такива триобхватни квадратни елементи важи следното:

— работните честоти могат да се разпределят в границите от 1,6 : 1 до 3 : 1;

— не е необходимо работните честоти да са хармонични една на друга;

— антената не се задейства на висши хармонични на работната честота (изключение — когато хармоничната честота практически е равна на една от работните честоти);

— цялата дължина на елемента излъчва при всички работни честоти;

— достатъчно е във всеки елемент да се включи една единствена двойка резонансни кръгове (фиг. 18.41*b*), стига общата дължина на квадратната рамка да не надвишава 1,5 λ за най-малката дължина на вълната. При по-дълги квадратни елементи са нужни по 2 двойки настроени резонансни кръгове за всеки от елементите (фиг. 18.41*c*). Така се избягват трудностите при настройката в най-високочестотния обхват.

При показаната конструкция общата дължина на елемента (17,08 m) надхвърля 1,5 λ за обхвата 10 m. Затова във всеки елемент са използвани по 2 двойки настроени паралелни резонансни кръгове.

Кръговите капацитети могат да бъдат реализирани чрез въздушни или керамични тример-кондензатори. Поне толкова добри са и капацитети, получени чрез отворени отрязъци от коаксиален кабел. Както е известно, всеки коаксиален кабел има известен капацитет между вътрешния и външния проводник, който се дава в pF/m. При обикновените продавани коаксиални кабели с вълново съпротивление около 60 Ω и диелектрик от полиетилен капацитетът възлиза на 85 pF/m. Лесно може да се пресметне дължината на кабела, която съответствува на предварително известния кръгов капацитет. Могат да се използуват всички налични типове коаксиални кабели с произволно вълново съпротивление; важно е единствено да се знае капацитетът в pF за 1 метър дължина на кабела.

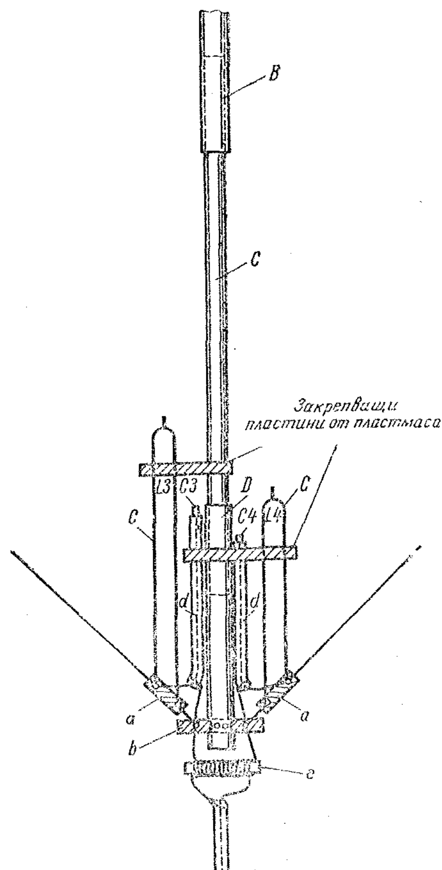
За кръгови индуктивности се използуват U-образни шлейфове от възможно най-дебел проводник (с диаметър ≥ 2 mm) и разстояние между проводниците около 60 mm (не е критично). Общата дължина на проводника на активния елемент плюс дължината на четирите шлейфа съответствува приблизително на дължината на вълната за най-ниската работна честота.

18.10.2. Предложение за конструктивно оформление

Хоризонталната носеща стрела A е дълга 2,60 m и тя определя разстоянието между двата елемента на квадрата (2,45 m). В обхвата 20 m това съответствува на разстояние между активния елемент и рефлектора 0,115 λ, в обхвата 15 m — 0,173 λ и в обхвата 10 m — 0,232 λ.

Стрелата A е изработена от дуралуминиева тръба с диаметър около 50 mm и дебелина на стената поне 3 mm. Кръстосаните носещи рамена не са изработени, както обикновено от бамбукови пръти или от пръти от фибростъкло, а също от дуралуминиева тръба. Носещите рамена, състоящи се от частите B, C и D, се закрепват кръстосани върху носещата стрела. Частите B се състоят от 7/8-цолови тръби (∅≈22 mm) с дължина 3,66 m и дебелина на стената 1/16 цола (приблизително 1,6 mm). Те са изработени от дуралуминий. В свободните им краища са вмъкнати и укрепени 4 тръби от лек метал с дължина 1,22 m, дебелина 3/4 цола (равнява се на диаметър 19 mm), които навлизат в по-дебелите тръби на около 200 mm (част C).

Тръбите от PVC с диаметър 3/4 цола (19 mm) и дължина 250 mm са използувани като изолатори за проводника на елемента на антената (част D). За да може да се закрепят към тръбите от лек метал C, тръбите от PVC трябва да се нагреят и да се разширят така, че да могат да обхванат отвън тръбите C съвсем плътно на разстояние около 100 mm от края им. Свободните краища на тръбите от PVC също се нагряват, сплескват се и се пробиват отворите, през които ще мине антен-



Фиг. 18.43. Механична конструкция на паралелните трептящи кръгове и включване на захранващия кабел (не е в мащаб)

ният проводник Общата дължина на носещите рамена от изолатор до изолатор възлиза на 6,15 *m*; страната на квадратната рамка е дълга 4,30 m.

Носещите рамена се закрепват с подходящи U-образни болтове, като се кръстосват под ъгъл 90°. За да се осигури това положение на носещите рамена спрямо носещата стрела, върху последната би трябвало да се изработят подходящи нарези. Естествено тази конструкция би могла да бъде изменяна съобразно с наличните материали.

Паралелните резонансни кръгове са разположени непосредствено в горните и долните ъгли на елемента. За целта в тези точки проводникът на елемента се прекъсва електрически чрез една пластмасова пластина (размери 75 mm× ×13 mm×6 mm). Това е показано на фиг. 18.43. Резонансните кръгове, всеки от които се състои от един U-образен шлейф *c* и един кондензатор *d*, изработен от коаксиален кабел, се закрепват към тази изолационна пластина и се свързват със съседните проводници на елемента.

U-образните шлейфове *c* са изработени от дебел меден проводник с лакова изолация (диаметър ≧2 mm); те се закрепват към вертикалните носещи рамена, като се използват подходящи пластмасови подпорки. Отрязъците от коаксиален кабел, които служат като капацитети, се закрепват направо върху носещите рамена. Използват се подходящи залепващи ленти. Външният проводник на кабела (екраниращата оплетка) трябва да се свързва към точки с ниско високочестотно напрежение. Тези точки винаги

Таблица 18.4. Данни за оразмеряването на паралелните резонансни кръгове

Дължина на проводника на шлейфа, m	Дължина на U-образния шлейф, m	Капацитет на кръга, pF	Дължина на кабела при 85 pF/m, m
$L_1=1{,}75$	0,84	$C_1=56$	0,66
$L_2=1{,}32$	0,62	$C_2=26$	0,31
$L_3=1{,}45$	0,66	$C_3=53$	0,63
$L_4=1{,}07$	0,50	$C_4=23$	0,27

Разстоянието между проводниците на U-образния шлейф е 60 mm. Дължините на свързващите проводници не са включени в горните стойности.

Таблица 18.5. Резонансни честоти измерени при U-образните шлейфове

Елемент	Резонансни честоти	
	Дълги шлейфове	Къси шлейфове
Активен елемент	L_3 14,15 MHz 18,0 MHz 21,3 MHz	L_4 21,3 MHz 28,6 MHz 31,0 MHz
Рефлектор	L_1 13,43 MHz 15,8 MHz 20,2 MHz	L_2 20,2 MHz 26,9 MHz 27,3 MHz

За да се запази симетрията, трептящите кръгове, монтирани в горните ъгли на антената, трябва да бъдат еднакви по конструкция и електрически параметри с кръговете, монтирани в долните ъгли на антената.

са разположени непосредствено до вертикалните носещи рамена. За да се осигури изолацията между вътрешния и външния проводник на кабела, оплетката трябва да се отстрани приблизително на 2 cm от края на отрязъка. Краищата на кабела след завършване на настройката на антената трябва да се покрият с подходящо изолиращо лепило, за да се защитят от влагата.

За осигуряване на симетрия в точките на захранване е включен симетриращ трансформатор. Той позволява излъчвателят да се възбуди симетрично чрез произволно дълъг коаксиален кабел с вълново съпротивление от 50 до 75 Ω. Симетриращият трансформатор е навит върху феритна пръчка с диаметър около 13 mm и дължина 75 mm. Първичната и вторичната намотка са навити бифилярно, имат по 9 навивки и са изработени от лакиран меден проводник с диаметър 1,6 mm. Симетриращият трансформатор е поставен в пластмасова кутия, за да бъде защитен от атмосферни въздействия. Тази кутия е снабдена с гнездо за включване на захранващата линия.

Данните за механичните размери на елементите на паралелния резонансен кръг могат да се вземат от табл. 18.4.

18.10.3. Настройка на триобхватния «двоен квадрат»

Ако елементите на антената се изработят точно по описанието, ще бъде необходима незначителна донастройка. Тя би могла да се извърши по метода, използуван от *VK2AOU*.

Един напълно готов елемент на антената се поставя върху най-горното стъпало на бояджийска стълба, разположен успоредно на земната повърхност и на височина около 1,5 m над нея. Така всички настройващи елементи са лесно достъпни. Предварително един транзисторизиран гриддипметър се еталонира чрез сравняване с приемника на радиостанцията и върху скалата на уреда се маркират предварително избраните работни честоти. Тези честоти са дадени в таблица 18.5. Елементът, разположен само на 1,5 m успоредно на земната повърхност, има много по-голям капацитет спрямо земя, отколкото в окончателното си работно положение (когато се намира на много по-голяма височина над земята и е вертикално ориентиран). За да се компенсира този по-голям капацитивен товар, при настройката зададените резонансни честоти трябва да се намалят с 3—4%.

С гриддипметъра, който се включва към затворения край на U-образния шлейф, се установяват съществуващите резонансни честоти. Измерват се по три резонансни честоти: резонансната честота на самия U-образен шлейф, която не съвпада с нито една от работните честоти, и две други честоти, които са равни или близки на работните честоти (вж. табл. 18.5). Средната работна честота (21 MHz) се измерва

и при късия, и при дългия U-образен шлейф. Напротив, честотата 28 MHz се измерва само при късия шлейф, а честотата 14 MHz — само при дългия шлейф. При настройката се изменят:

в обхвата 14 MHz — дължината на проводника на дългия U-образен шлейф L_3, съотв. L_1, или дължината на проводника на квадратния елемент;

в обхвата 21 MHz — кондензаторът на дългия U-образен шлейф или дължината на проводника на късия U-образен шлейф L_4, съотв. L_2;

в обхвата 28 MHz — кондензаторът на малкия U-образен шлейф.

Ако напр. работната честота трябва да бъде 14,25 MHz, но е измерена резонансна честота 14,0 MHz, трябва или да се скъси проводникът на квадратния елемент, или да се намали индуктивността на дългия U-образен шлейф. Индуктивността се намалява стъпално, като през всеки 5 cm се усуква затвореният край на шлейфа и по този начин се намалява механичната дължина на двупроводната линия. При настройката чрез капацитетите трябва да се внимава много, защото при честота 28,0 MHz едно изменение на капацитета с 2 pF води до повишаване на честотата с 500 kHz. В по-нискочестотните обхвати влиянието на изменението на капацитетите е съответно по-малко. Капацитетът може да се намали, като през един сантиметър се отстранява оплетката на отрязъка от коаксиален кабел откъм свободния му край.

Започва се с настройката за честота 14 MHz, следва тази за честота 21 MHz и последна се извършва настройката за честота 28 MHz. Един рефлектометър е много полезен при настройката на активния елемент. Резонансните честоти на активния елемент винаги съвпадат с честотите, при които коефициентът на стоящи вълни е минимален.

Рефлекторът се настройва по същия начин на честотите, дадени в табл. 18.5. Съществува възможност в антената да се включи като директор още един, трети елемент. Неговите резонансни честоти се получават, като се увеличат с 5% честотите, зададени за активния елемент.

Ако се извършва фина настройка за максимално потискане на излъчването в обратна посока или за максимално излъчване в направлението на главния лъч, антената предварително трябва да се монтира в работното си положение и измерванията се правят чрез помощна антена, монтирана на същата височина. Първо се проверяват резонансните честоти на активния елемент, като в захранващата линия с помощта на шлейф се включва един рефлектометър, а антената се възбужда от предавателя. Чрез изменение на честотата на предавателя се установяват честотите, при които коефициентът на стоящи вълни в линията е минимален. Тези честоти съответствуват на резонансните честоти на активния елемент, които, в случай че това е необходимо, трябва да бъдат коригирани до известна степен. След като се получат желаните работни честоти, може да се пристъпи към фината настройка. Антената се възбужда от предавателя. Както обикновено, за контрол на излъчването се използва един отдалечен индикатор на напрегнатостта на полето с измерителен дипол. Фината настройка на антената се свежда до донастройка на рефлектора. Трябва да се постигне във всички обхвати коефициент на стоящи вълни 1,5 : 1; допустимо е той да нарасне в краищата на обхватите до 2 : 1.

Материали, необходими за изработването на триобхватен „двоен квадрат" (фиг. 18.42, съотв. фиг. 18.43):

Част A — дуралуминиева тръба с диаметър 50 mm, дебелина на стената 3 mm, дължина 2,60 m.

Част B — 4 броя дуралуминиеви тръби с диаметър 22 mm, дебелина на стената 2 mm, дължина 3,66 m.

Част C — 8 броя дуралуминиеви тръби с диаметър 18 mm, дебелина на стената 1,5 mm, дължина 1,22 m.

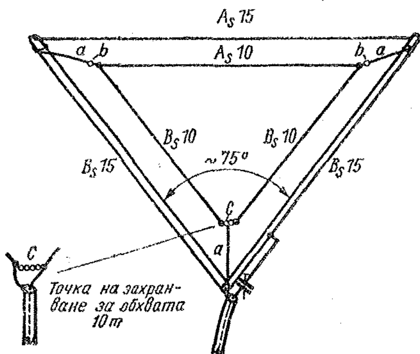
Част D — 8 броя тръби от PVC с вътрешен диаметър от 16 до 18 mm, дължина 0,25 m;

Част a — 8 броя пластини от полистирол с размери 75 mm × × 13 mm × 6 mm.

Част b — 4 броя текстолитови пластини с размери 100 mm × × 13 mm × 6 mm.

Част c — 8 броя U-образни шлейфове с размери, дадени в табл. 18.4.
Част d — 8 броя отрязъци от коаксиален кабел с дължина, посочена в табл. 18.4.
Част e — 1 брой симетриращ трансформатор, изработен според описанието.

Освен това са необходими около 40 m меден едно- или многожичен антенен проводник, както и принадлежности за закрепване, натягане и фиксиране на елементите на антената.



Фиг. 18.44. Конструкция на комбинирана двуобхватна делтовидна рамкова антена за обхватите 15 m/10 m (размерите A_S и B_S са дадени в табл. 15.4): *a* — пластмасови обтяжки, *b* — изолатори, *c* — точки на захранване за обхвата 10 m

18.11. Многообхватни делтовидни рамкови антени

Известните делтовидни рамкови антени (вж. раздел 15.4.5.) също имат многообхватни модификации, доказали на практика своите добри качества. Това обаче не означава, че тези делтовидни антени представляват напълно отработени конструкции с ясно определена характеристика на излъчване. Радиолюбителите обикновено нямат възможност да направят сравнение с ефективността на друга антена, напр. „двоен квадрат“, а отделните наблюдения, правени повече или по-малко „на око“, не могат да имат всеобща валидност.

18.11.1. Комбинирани многообхватни делтовидни рамкови антени

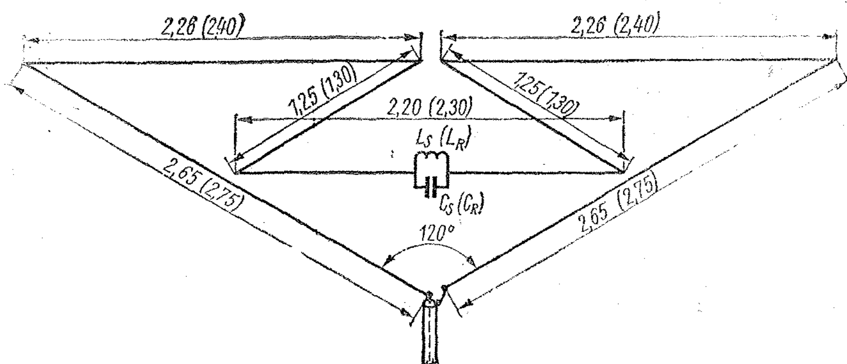
Както и при „двойния квадрат“ (раздел 18.8. и раздел 18.9.), чрез комбинирано включване на елементите на делтовидните рамкови антени може да се осъществи работата им в няколко обхвата (фиг. 18.44). Тъй като е трудно да се изработи делтовиден елемент с нормални размери за обхвата 20 m, който да има необходимата механична стабилност, тези антени работят само в обхватите 10 m и 15 m. Елементите на антената могат да се оразмерят според данните от табл. 18.4 или дължините им се пресмятат по уравн. (15.10) и уравн. (15.11).

Елементът за обхвата 10 m, монтиран в стабилната рамка за обхвата 15 m, е изработен от многожичен меден проводник. Той се обтяга чрез пластмасови въженца или шнурчета от стъкловлакно. Препоръчва се в горните ъгли, в които се закрепва елементът за обхвата 10 m, да се включат малки изолатори b. Така се избягва механичното триене между антенния елемент и опъващите шнурчета. Двата елемента се захранват поотделно и директно с по един коаксиален кабел с вълново съпротивление 50 Ω. Носещият елемент за обхвата 15 m се възбужда чрез гама-съгласуващ елемент.

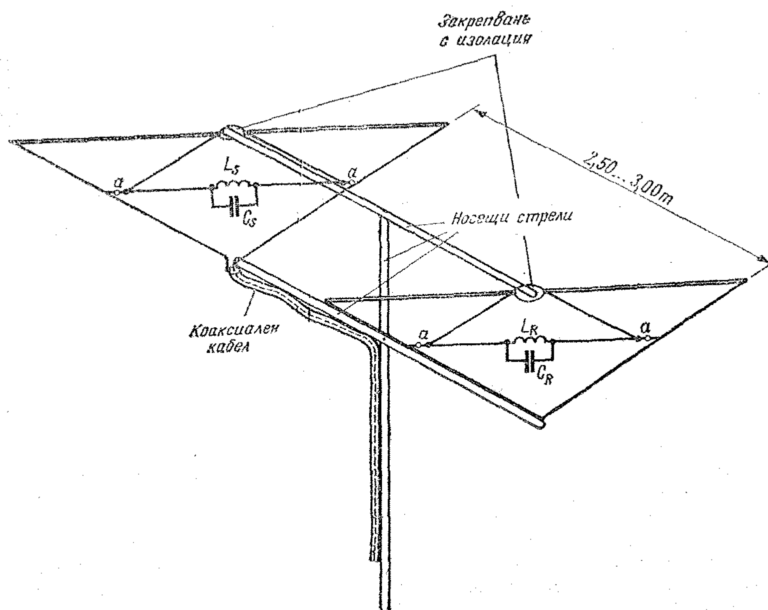
Рефлекторът (страните A_R и B_R) също се оразмерява според табл. 15.4. Както вече беше казано, разстоянието между активния елемент и рефлектора не е критично. При конструкцията за обхватите 15 m и 10 m това разстояние може да бъде между 2,00 и 2,50 m.

18.11. 2. Скъсена двуобхватна делтовидна рамкова антена

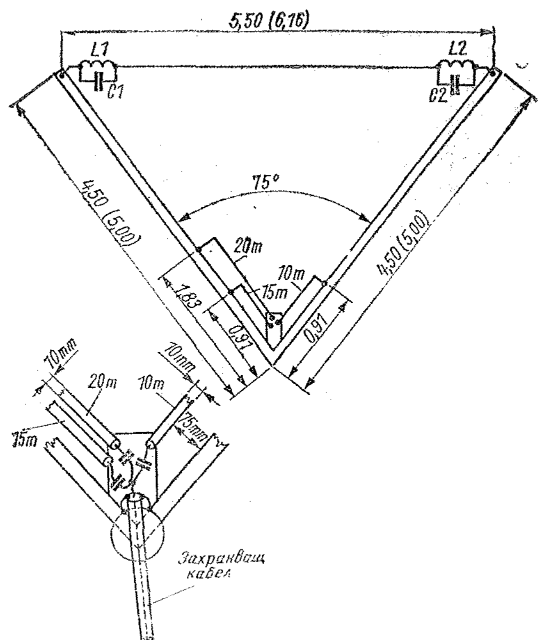
На фиг. 18.45 е показан активният елемент на една много компактна делтовидна рамкова антена за обхватите 20 m и 15 m. Външният вид на този елемент е сходен с този на шлейфвибратора. В едно възможно най-малко пространство е поместен проводник с обща дължина 14,55 m и с това се постига целовълнов резонанс в обхвата 15 m. Чрез включването на паралелния резонансен кръг L_S—C_S в точка, в



Фиг. 18.45. Схема на двуобхватна делтовидна рамкова антена за обхватите 20 m/15 m, активен елемент (стойностите в скобите важат за рефлектора), всички данни за дължина са в m



Фиг. 18.46. Двуобхватна делтовидна рамкова антена за обхватите 20 m и 15 m, механична конструкция; a — изолатори



Фиг. 18.47
Активен елемент на триобхватна делтовидна рамкова антена: *a* — механична конструкция с данни за оразмеряване (стойностите в скобите се отнасят за рефлектора), *b* — гама-съгласуване на активния елемент

която токът е максимален, се получава едновременно и вторият резонанс в обхвата 20 m.

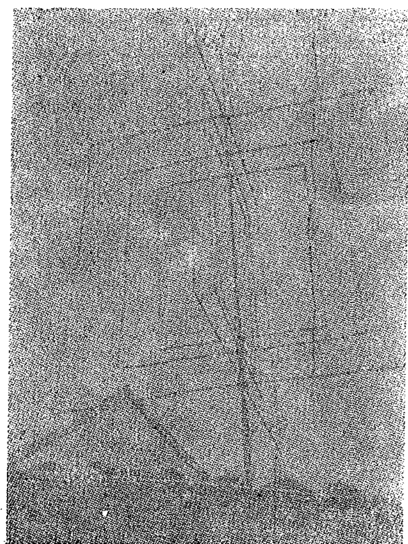
Преди да се монтира в антенния проводник, паралелният трептящ кръг се настройва за резонансна честота 15 000 kHz. Ориентировъчните стойности на елементите на кръга са: $L_S = 1{,}82$ µH, $C_S = 55$ pF. Когато кръгът се монтира в антената, могат да се измерят две негови резонансни честоти: 14 050 kHz и 21 100 kHz.

На разстояние от 2,50 до 3 m от активния елемент се намира изработеният по същия начин рефлектор. Дължините на проводниците на рефлектора са дадени в скоби на фиг. 18.45. Общата дължина на проводника на рефлектора възлиза на 15,20 m. Преди монтирането в антената паралелният трептящ кръг трябва да се настрои за резонансна честота 14 300 kHz ($L_R \approx 1{,}82$ µH, $C_R \approx 60$ pF). Сглобеният рефлекторен елемент трябва да има ясно изразени резонанси при честоти 13 350 kHz и 20 200 kHz.

На фиг. 18.46 е скицирано едно предложение за конструктивното изпълнение на антената. Тази конструкция естествено може да бъде изменена в зависимост от използваните материали. Радиолюбителите, обичащи експериментите, могат да внесат някои подобрения от електрическо и механично естество.

18.11.3. Триобхватна делтовидна рамкова антена

WAØUDJ е разработил една триобхватна делтовидна рамкова антена с външните размери на 15-m делта луп. Както показва фиг. 18.47, чрез добавянето на два паралелни трептящи кръга L_1C_1 и L_2C_2 в един делтовиден рамков елемент, оразмерен за обхвата 15 m, могат да се постигнат три резонанса на излъчвателя, така че той да работи в обхватите 10 m, 15 m и 20 m. Кръгът L_1C_1 трябва да има резонансна честота 28 800 kHz, докато L_2C_2 се настройва за честота 15 000 kHz. При измерването на тези резонансни честоти кръговете още не са монтирани на антената. Бобините на кръговете се навиват с диаметър 32 mm от възможно най-дебел проводник. L_1 има 4 нав. (съотв. около 0,45 µH), L_2 — 7 нав.



Фиг. 18.48. Триобхватна кафезна антена, предложена от *DK4NA*

(около 1,0 μH). За да се получат желаните резонансни честоти, кондензаторът C_1 трябва да има капацитет около 60 pF, а кондензаторът C_2 — 100 pF.

В рефлектора са включени същите трептящи кръгове, настроени на малко по-ниска резонансна честота. В рефлектора L_1C_1 се настройва на честота 27 900 kHz и L_2C_2 — на честота 14 550 kHz. Това става чрез незначително увеличение на индуктивностите при приблизително същите стойности на капацитетите. Разстоянието между активния елемент и рефлектора може да бъде между 2,50 и 3 m.

Особено внимание трябва да се обърне на трикратното гама-съгласуване. От фиг. 18.47*b* се вижда, че като захранваща линия се използва общ коаксиален кабел, а отделните гама-съгласуващи елементи са включени към вътрешния проводник на кабела през кондензатори. Оптималните стойности на кондензаторите се определят опитно, за да се получи най-малък коефициент на стоящи вълни.

Всички капацитети — и тези на трептящите кръгове — могат да се заместят с отворени отрязъци от коаксиален кабел с подходяща дължина. Тези отрязъци могат да се напъхат в тръбите на носещите рамена. Там те не се забелязват и са защитени от атмосферни въздействия.

18.12. Триобхватна кафезна антена

DK4NA е разработил триобхватна кафезна антена с компактна, опростена механична конструкция, която сигурно ще намери по-голямо приложение в близко бъдеще.

Подробностите от механичната конструкция на антената могат да се видят на фиг. 18.48. Тази антена има три подредени една в друга отделни системи за обхватите 20 m, 15 m и 10 m, които са изработени според схемата от фиг. 15.13 и с размерите, дадени в таблица 15.2.

С цел максимално опростено захранване за всяка от системите е предвиден отделен коаксиален кабел; симетрирането в точките на захранване се оказало ненужно. Опитите за захранване на антената с един общ кабел водят до значително влошаване на съгласуването. От съображения за механична стабилност и за икономия на кабел захранването става в долните равнини на излъчвателите, както е показано на фиг. 15.13*b*. Шлейфовете в рефлекторите не бива да висят свободно надолу. Между двете долни рамена на рефлектора се опъва пластмасов шнур; свободният край на шлейфа се свързва към средата на този шнур. Шлейфът трябва да е разположен хоризонтално и да съвпада с ъглополовящата на ъгъла, сключен от долните рамена на рефлектора. Така капацитивното влияние на металната носеща мачта върху шлейфовете е минимално.

Антенната носеща мачта, продължена над горната равнина на елементите, носи и една триелементна делтовидна рамкова антена за обхвата 2 m. Това удължение едновременно служи и за закрепване на обтяжките на най-натоварените хоризонтални елементи (за обхвата 20 m). Обтяжките поемат част от теглото им. Така става възможно дългите по 2,90 m рамена на елементите за обхвата 20 m да се изработят от дуралуминиева тръба с диаметър 18 m и дебелина на стената

1,5 mm. За обхвата 15 m се използуват тръби с дължина 1,98 m, диаметър 15 mm и дебелина на стената също 1,5 mm. Същите тръби се използуват и за обхвата 10 m. Диаметърът на тръбите се избира единствено по съображения за механична стабилност; по отношение на електрическите параметри на антената той има второстепенно значение. Това се отнася и за вертикалните части, изработени от антенен проводник от лек метал. Подходящи са и многожичните медни проводници, но те изискват специални грижи срещу електролитното разлагане в мястото на свързване с тръбите от лек метал.

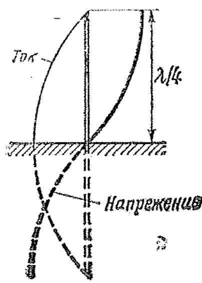
Настройката на отделните системи се свежда до оптимално подбиране на дължината на настройващите шлейфове в рефлектора. Мостчетата за късо съединение се нагласяват така, че рефлектометърът, включен в захранващата линия чрез шлейф, да отчете минимален коефициент на стоящи вълни.

При сравняване на кафезната антена с „двойния квадрат" се вижда, че за нея са необходими много по-малко материали и свободно пространство. Възможно е да се изработи триобхватна кафезна антена на принципа на *VK2AOU* (вж. раздел 18.10.), стига да бъдат решени успешно проблемите при включването на необходимите резонансни кръгове в елементите на кафезната антена.

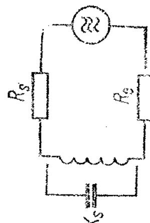
19. Вертикално поляризирани късовълнови антени

Описаните досега антени за къси вълни използуват като основен конструктивен елемент полувълновия излъчвател с хоризонтална поляризация. Достатъчна е обаче свободна дължина на излъчващия проводник само $\lambda/4$, ако антенният проводник е разположен вертикално над добре проводяща земна повърхност (вертикално поляризиран). По принцип и в този случай става дума за един полувълнов излъчвател, защото чрез земята, която може да се разглежда като по-добър или по-лош проводник, четвъртвълновият отрязък се допълва огледално до един полувълнов излъчвател. В най-простата си форма такъв четвъртвълнов проводник е известен като антена *Маркони*. Тази атена е показана схематично на фиг. 19.1. На същата фигура са начертани разпределенията на тока и напрежението. Четвъртвълновите антени, разположени на земята, се наричат също така несиметрични, защото те за разлика от хоризонталния полувълнов дипол са несиметрични спрямо земята. За разлика от диполите те често се наричат *монополи*.

Еквивалентната заместителна схема на входното съпротивление на една



Фиг. 19.1. Антена на Маркони, разпределение на тока и напрежението



Фиг. 19.2. Еквивалентна схема за определяне на входното съпротивление на вертикален четвъртвълнов излъчвател, разположен над земята

вертикална четвъртвълнова антена се състои от последователно свързаните съпротивление на излъчване R_S, реактивно съпротивление X_S (в случай на резонанс $X_S=0$) и съпротивлението на земята R_e (фиг. 19.2). Оттук следва, че мощността, подадена на една антена Маркони, се изразходва от съпротивлението на излъчване R_S и съпротивлението на земята R_e. В сила е уравнението

$$P_a=I^2(R_S+R_e), \qquad (19.1)$$

където I е токът в долния край на антената.

Съпротивлението на земята R_e е чисто загубно съпротивление, в което високочестотната енергия се превръща в топлина. Получава се следната зависимост между излъчената мощност P_S (I^2R_S) и загубната мощност $P_V(I^2R_e)$:

$$P_S=P_a-P_V. \qquad (19.2)$$

За да може една антена на Маркони да работи с добра ефективност, най-важното условие е съпротивлението на земята R_e да бъде извънредно малко; така би се получило максимално отношение $R_S : R_e$. На практика към съпротивлението R_e трябва да се прибавят всички останали загубни съпротивления, които могат да бъдат доста на брой. За начало ще бъде изследвано по-подробно влиянието на земята върху свойствата на един четвъртвълнов излъчвател.

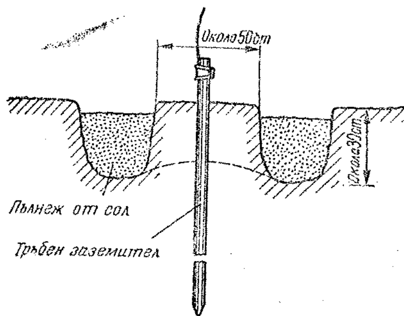
19.1. Качествено заземяване

Повечето научни изследвания на вертикалните излъчватели се базират на наличието на идеално проводяща земна повърхност, т. е. на земя със съпротивление $R_e = 0$. На практика не съществува идеално проводяща земя, но при съответните грижи нейните свойства могат да се имитират достатъчно точно.

Широко разпространеното мнение, че добрата гръмозащита едновременно представлява и добро заземление по висока честота за вертикалните антени, е едно заблуждение. Това се отнася главно до заземителите, поставени на голяма дълбочина, при които енергията на гръмотевицата чрез дебели проводници се отвежда до подпочвените води. Заземителните плоскости, които се предпочитат напр. при скалисти почви, в повечето случаи могат да се разглеждат като добри високочестотни заземления. Вертикалните антени изискват добро заземление за гръмозащита и добро заземление по висока честота. Двете изисквания могат да се изпълнят чрез подходящи комбинации.

Отначало ще бъде разгледано заземлението за гръмозащита; специално при вертикалните антени то е безусловно необходимо от съображения за сигурност.

Много радиолюбители считат, че свързването с водопроводната мрежа напълно удовлетворява изискванията за добро заземление. Ако някой е забил парче тръба в земята и по този начин е станал притежател на „собствена земя", той често смята, че е създал условия, които не само осигуряват добро високочестотно излъчване, но и сигурна гръмозащита. За съжаление тези популярни методи за заземление често се оказват непригодни. Понякога във водопроводната мрежа се използуват тръби от PVC, водомерите все по-често се изработват с пластмасови части, така че галваничната връзка по водопроводните тръби може да се прекъсне. Контактът в мястото на свързване на две тръби не винаги е безупречен. Макар че тези места имат голяма контактна повърхност, често електрическата връзка е лоша. Причина за това са уплътнителните средства и ръждата. Използваеми, понякога и добри заземления се получават,

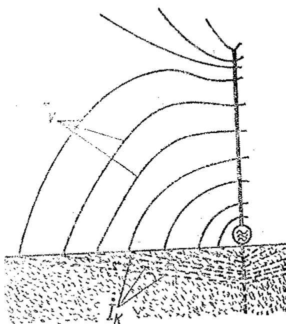


Фиг. 19.3. Тръбен заземител

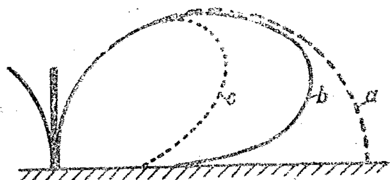
когато заземителният проводник се свърже към главната водопроводна тръба малко над или под земята.

Тръбните заземители удовлетворяват изискванията за добра гръмозащита, ако могат да бъдат забити толкова дълбоко в земята, че да достигнат до подпочвените води. Даже и тогава трябва да се поставят поне две тръби на разстояние 2 до 3 m една от друга, за да се намали преходното съпротивление към земята. В чуждестранната литература често се препоръчва тръбата да се загради с един окоп, който да се напълни с хигроскопична сол (фиг. 19.3).

Може да се използува каменна сол, магнезиев сулфат или меден сулфат. След поставянето ѝ солта се навлажнява с вода и се покрива с пръст. Солите подобряват проводимостта на почвата.



Фиг. 19.4. Токове на стесване I_V в околното пространство и токове, протичащи в земята I_K при един вертикален излъчвател



Фиг. 19.5. Диаграма на насочено действие във вертикалната равнина на четвъртвълнов излъчвател при различна проводимост на земната повърхност: крива *a* — при идеално проводима земна повърхност, крива *b* — при добра проводимост на земната повърхност, крива *c* — при лоша проводимост на земната повърхност

Един пълнеж от 30 до 50 kg сол би имал действие от 2 до 3 години.

При излъчването на високочестотна енергия от един вертикален излъчвател (фиг. 19.4) около него се образуват токове на преместване, които след попадането си върху земната повърхност се връщат към основата на антената (съответно към огледалното ѝ продължение в земята).

В зависимост от състоянието на почвата съпротивлението по пътя на разпространение на тока в земята R_e може да бъде по-голямо или по-малко. Токовете, протичащи в земята, предизвикват пад на напрежението върху съпротивлението R_e. Появяват се топлинни загуби, причинени от тока, които понижават коефициента на полезно действие на антената. Близо до основата на антената плътността на тока е най-голяма, защото там обратните токове през земята се събират радиално от всички страни. В тази област възникват най-големите загуби.

Съпротивлението по пътя на разпространение на тока в почвата предизвиква освен това едно отслабване и деформиране на външното поле в близост до земната повърхност, при което се изкривява и характеристиката на насочено действие на антената във вертикалната равнина. На фиг. 19.5 е показано как различната проводимост на почвата може да се отрази върху диаграмата на излъчване във вертикалната равнина. Кривата *a*, начертана с прекъсната линия, е правилен полукръг; това е теоретически идеалната крива, която би съществувала при съпротивление по пътя на разпространение на тока $R_e=0$. Диаграмата на насочено излъчване, представена с кривата *b*, се получава при нормална до добра проводимост на почвата. Кривата *c* важи за почви с лоша проводимост. От тази крива могат да се преценят и големите загуби при излъчването, свързани с едно нежелателно увеличение на ъгъла на излъчване във вертикалната равнина. Още оттук може да се разбере, че пригодността на една антена Маркони се определя главно от проводимостта на почвата.

Няма точни и сигурни външни белези, по които да се определи проводимостта на почвата. Влажността на почвата или плитко разположените подпочвени води не са безусловно признак за особено малко съпротивление по пътя на разпространение на тока; много от сухите почви имат по-добра високочестотна проводимост от някои влажни пластове. Водата с нейната голяма диелектрична константа ограничава главно дълбочината, на която проникват токовете в почвата. Солените водни повърхности или пропитите със солена вода блатисти почви имат винаги много добра проводимост. Доброто високочестотно заземление трябва да осигури на земните токове, протичащи близо до повърхността на земята, път на разпространение с добра проводимост. Един заземител, закопан на голяма дълбочина, не може да изпълни това условие; за целта може да се използва само повърхностна заземителна мрежа. Тази заземителна мрежа се изработва от възможно най-много и най-дълги метални проводници, които се полагат радиално с център основата на антената. Радиалните проводници могат да лежат върху повърхността на земята, но най-често те се закопават на дълбочина от 20 до 50 cm. Радиалното полагане на проводниците съответствува на пътя на разпространение на земните токове и в близост до основата на антената, където плътността на тока е най-голяма, се събират най-много проводници на единица площ.

Радиопредавателите за средни вълни работят почти винаги с вертикални антени и при тях се използват заземителни мрежи с най-малко 120 равномерно разпределени по кръга радиални проводници. Измерванията са показали, че при използването само на 60 проводника загубите нарастват със 7%, а при полагането на 30 проводни-

ка — с около 15%. В късовълновия обхват са необходими по-малък брой и по-къси проводници, но и в този случай важи правилото, че загубите в земята ще бъдат толкова по-малки, колкото повече на брой и по-дълги са проводниците на заземителната мрежа. Ако мрежата е достатъчно гъста и с достатъчна площ, заземлението по висока честота може да се използува и за гръмозащита, защото обикновено в такива случаи преходното съпротивление в мястото на заземяване е съвсем малко.

Вертикалните излъчватели в късовълновия обхват трябва да се снабдят със заземителна мрежа, състояща се от поне 6 проводника. Те започват от основата на антената и се разпределят радиално, приблизително равномерно по кръга, като се закопават на около 20 cm в земята. Дължината на всеки проводник възлиза на $\lambda/2$ за най-дългата от използуваните работни вълни. По-добре е проводниците да са по-дълги, но при нужда могат да се полагат и по-къси проводници. Всички заземителни проводници се свързват добре галванически в центъра при основата на антената. Добре е в това място в земята да се забие още един допълнителен тръбен заземител. Той би могъл да служи и за закрепване на проводниците на заземителната мрежа. Тъй като в основата на антената плътността на тока е най-голяма, краят на антената трябва да е свързан с метална плоча с възможно най-голяма площ. Често се предлага свободните краища на заземителните проводници да се снабдят също с тръбни заземители. Обикновено се избират поцинковани медни или железни проводници. Проводниците от лек метал са непригодни, защото те се разлагат в почвата. Най-подходящи и използуваеми и за гръмозащита са поцинкованите стоманени ленти с размери 30 mm×3,5 mm или поцинковани стоманени пръти с диаметър 10 mm. Радиалната заземителна мрежа не е някакво твърдо правило; тя е само едно особено удачно изпълнено заземление. Често местните особености принуждават да се действува по друг начин. Като правило заземителните проводници трябва да покриват възможно най-голяма площ и да се концентрират при основата на антената.

Ефективността на една вертикална антена зависи много от качеството на заземителната мрежа и без преувеличение може да се каже, че доброто заземление по висока честота е ключ към успеха.

19.2. Характеристики на четвъртвълновите вертикални излъчватели

Тъй като дължината (съотв. височината) на един четвъртвълнов излъчвател възлиза само на половината от дължината на един полувълнов дипол, неговата ефективна височина H_{eff} е също два пъти по-малка:

$$H_{eff}=\frac{\lambda}{2\pi}=\frac{\lambda}{6{,}28}. \qquad (19.3)$$

Ако дължината на вълната се замести чрез честотата f в MHz, се получава

$$H_{eff}=\frac{47{,}75}{f}. \qquad (19.4)$$

Общите съображения за значението на ефективната височина, съотв. дължина, са дадени в раздел 3.1.6.

Ефективната височина на антената е необходима, за да може да се изчисли съпротивлението на излъчване R_S:

$$R_S=1579.\left(\frac{H_{eff}}{\lambda}\right)^2. \qquad (19.5)$$

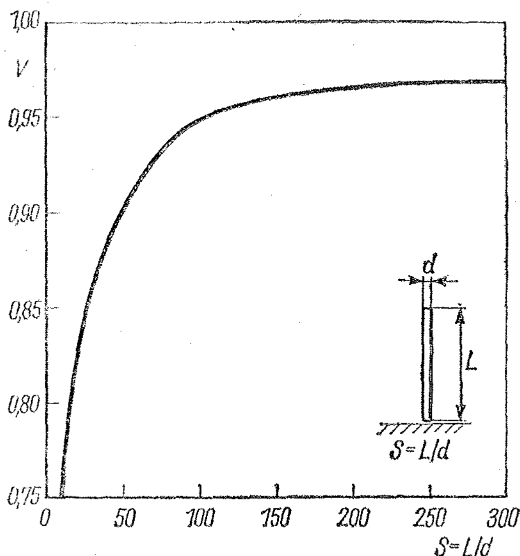
По тази формула за един четвъртвълнов излъчвател се получава съпротивление на излъчване R_S от 40 Ω. Според една по-нова теория точната стойност на R_S е 36,6 Ω при предположение, че настроеният в резонанс четвъртвълнов излъчвател се намира направо върху земната повърхност.

Входното съпротивление R_E на един настроен в резонанс четвъртвълнов излъчвател, разположен над земята, е равно на сумата от съпротивлението на излъчване R_S и загубното съпротивление R_V:

$$R_E=R_S+R_V \qquad (19.6)$$

В R_V са включени всички съществуващи загубни съпротивления, но доминират загубите в земята.

Коефициентът на скъсяване V на



Фиг. 19.6
Зависимост на коефициента на скъсяване V на един четвъртвълнов излъчвател от отношението дължина/диаметър $S=L/d$

един четвъртвълнов излъчвател зависи от отношението на дължината на излъчвателя към диаметъра му. L и d имат еднакви димениси (напр. L в cm, d в cm). Частното на тези две числа представлява коефициентът S. На фиг. 19.6 е дадена зависимостта на коефициента на скъсяване V от коефициента S.

Коефициентът S (отношението *дължина/диаметър)* определя и вълновото съпротивление на една пръчковидна антена. То се пресмята по уравнението

$$Z_A = 60 \ln 1{,}15\, S. \qquad (19.7)$$

Z_A се получава в Ω.

От уравнението следва, че Z_A на антената ще бъде толкова по-малко, колкото по-малък е коефициентът S. От друга страна, е известно, че „дебелите" излъчватели имат по-голяма широчина на пропусканата честотна лента (B), отколкото „тънките" антенни проводници. Нагледен пример за това са известните широколентови диполи (вж. раздел 4.3.). Зависимостите между коефициента S и широчината на пропусканата честотна лента лесно могат да се изразят математически, ако се изходи от *качествения фактор на антената* Q. Той представлява една безразмерна величина, която се дефинира от отношението на вълновото съпротивление на антената Z_A към нейното входно съпротивление R_E:

$$Q_A = \frac{Z_A}{R_E}. \qquad (19.8)$$

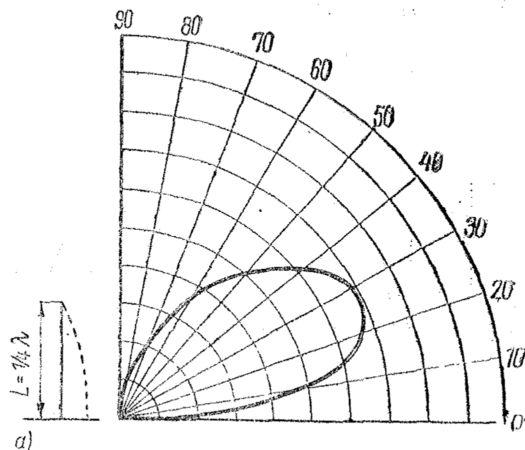
Тъй като *широчината на пропусканата честотна лента* в Hz се определя от формулата

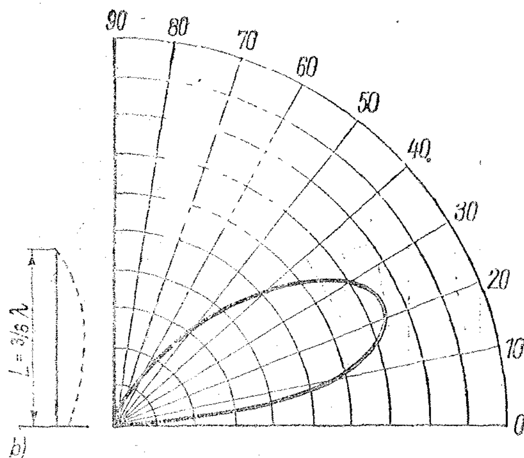
$$B = \frac{f_{res}}{Q}, \qquad (19.9)$$

може да се положи

$$B = f_{res} \cdot \frac{R_E}{Z_A}. \qquad (19.10)$$

От това уравнение се вижда, че, общо взето, широчината на пропусканата честотна лента на една антена става толкова по-голяма, колкото по-голямо е нейното входно съпротивление R_E и колкото по-малко е вълновото ѝ съпротивление Z_A. Z_A е функция на коефициента S. Затова според уравн. (19.7) се получава, че при намаляване на коефициента S широчината на пропусканата честотна лента B нараства.



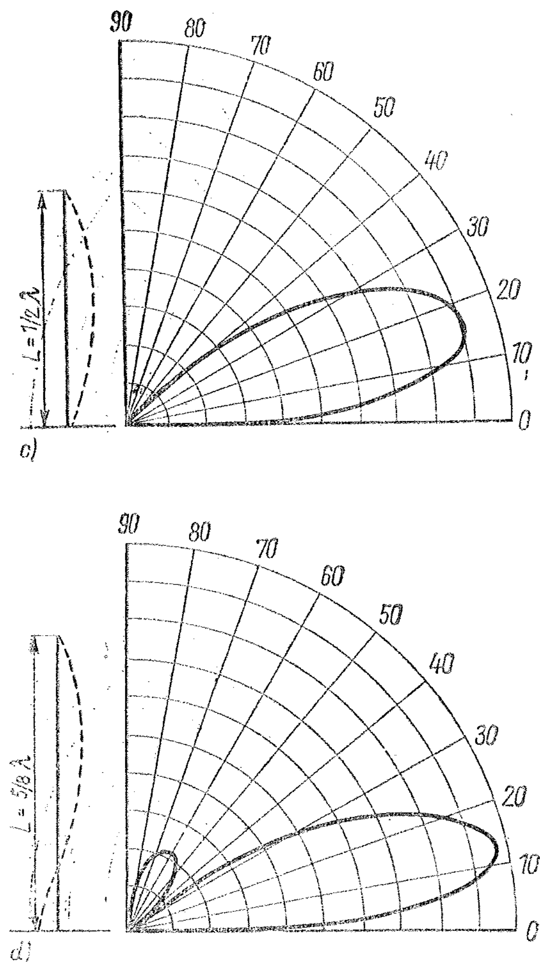


Фиг. 19.7
Диаграми на насочено действие във вертикалната равнина на вертикални излъчватели с различна дължина, разположени над добре проводяща земна повърхност: *a* — излъчвател с дължина 1/4 λ; *b* — излъчвател с дължина 3/8 λ

19.3. Излъчвателни свойства на вертикалните антени

Диаграмата на насочено излъчване на отвесен излъчвател във вертикалната равнина се отличава с много малък ъгъл на излъчване. При това обаче се предполага, че антената е поставена над добре проводяща земна повърхност, съотв., че проводимостта на почвата е била подобрена чрез полагането на подходяща заземителна мрежа. Диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина има формата на окръжност, от което следва, че вертикалните пръчковидни антени са ненасочени излъчватели.

На фиг. 19.7 за пример са показани диаграмите на насочено действие във вертикалната равнина на отвесни излъчватели с различна дължина, които са монтирани непосредствено над добре проводяща земна повърхност. При четвъртвълновите излъчватели ъгълът на разтвора във вертикалната равнина е между 10° и 55°, при което ъгълът на възвишение възлиза на около 30° (фиг. 19.7*a*). Отвесна антена с дължина 3/8 λ (фиг. 19.7*b*) показва едно стесняване на ъгъла на разтвора (от 8° до 40°) при ъгъл на възвишение от около



Фиг. 19.7
Диаграма на насочено действие във вертикалната равнина на вертикални излъчватели с различна дължина, разположени над добре проводяща земна повърхност: *c* — излъчвател с дължина 1/2 λ, *d* — излъчвател с дължина 5/8 λ

23°. Още по-благоприятно е използуването на вертикален полувълнов излъчвател, чийто полезен ъгъл на разтвора е между 5° и 35° при ъгъл на възвишение във вертикалната равнина приблизително 17° (фиг. 19.7*c*). Най-добри излъчвателни свойства има популярният излъчвател с дължина 5/8 λ. Той има ъгъл на разтвора от 3° до 27°; ъгълът на възвишение в този случай е само 12° (фиг. 19.7). Ако дължината на излъчвателя се увеличи над 5/8 λ, излъчвателните свойства на антената отново се влошават. Едно сравнение на диаграмите на насочено действие във вертикалната равнина на хоризонталните полувълнови диполи (фиг. 3.12) и на вертикалните излъчватели (фиг. 19.7) показва ясно превъзходството на вертикалните антени.

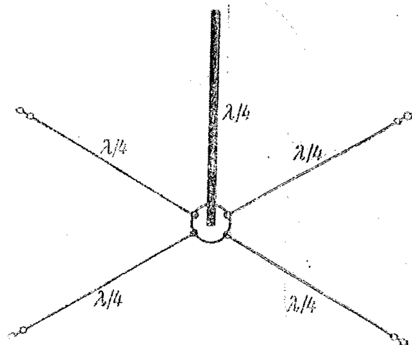
Тази констатация важи и при сравнение с хоризонталните Яги-антени, ако се изходи от това, че малкият ъгъл на възвишение във вертикалната равнина е най-важната предпоставка за далечно разпространение чрез отражение от йоносферата.

Решението, дали за някаква определена цел да се избере хоризонтален или вертикален излъчвател, трябва

да се вземе, като се имат предвид особеностите на местността и възможностите, с които разполага радиолюбителят. Един вертикален излъчвател се използува нерационално, ако не може да бъде поставен над свободна и по възможност равна повърхност. Това означава напр., че той не бива да се монтира на някоя свободна площадка в града. В гъсто застроени местности вертикалният излъчвател трябва да се закрепи на най-високата възможна точка, така че да доминира над околните препятствия. Освен това заземителната мрежа трябва да бъде „повдигната" до основата на антената, като се изгради възможно по-просторна изкуствена заземителна мрежа под формата на противовеси (граунд плейн) и, ако съществуват, към мрежата да бъдат включени всички околни метални повърхнини и други проводящи метални структури. Това биха могли да бъдат напр. ламаринени покриви, олуци и водосточни тръби, водопроводи и паропроводи, както и гръмоотводи. Плоските покриви са по-подходящи, отколкото стръмните.

Твърдението, че вертикалните излъчватели не са добри като приемна антена, вероятно почива на факта, че те са ненасочени и затова приемат еднакво добре не само полезните сигнали, идващи от всички страни, но и смущаващите сигнали от близката околност, предизвикани от електрически уреди и устройства.

Друг аргумент, който привидно говори против използуването на вертикалните антени, е поляризацията. Факт е, че сигнал, излъчен с вертикална поляризация, се приема много по-слабо от една хоризонтално поляризирана антена, отколкото от една вертикално поляризирана приемна антена. Тази загуба заради промяната на поляризацията обаче се появява само при директно разпространение, напр. при приемане на директната вълна или, общо взето, в УКВ и СВЧ обхвати. При разпространение чрез отражение от йоносферата, за което трябва да се държи сметка главно в късовълновия обхват, измененията на поляризацията са правило, така че не може да се каже коя от двете поляризационни равнини ще доминира в мястото на приемане на сигнала.



Фиг. 19.8. Антена „граунд плейн" с хоризонтални радиални проводници

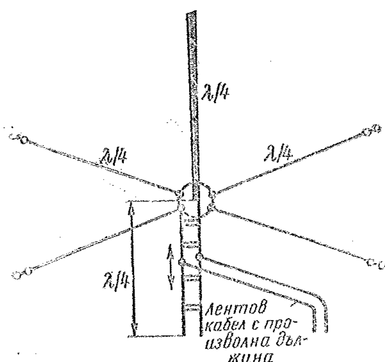
19.4. Конструкции на ненасочени вертикални излъчватели

Класическата антена на Маркони вече рядко се използува от радиолюбителите, защото по споменатите причини най-често е по-добре вертикалният излъчвател да се монтира възможно най-високо, а естествената земя да се замени от мрежа от противовеси в основата на антената. Тези противовеси обикновено се наричат *радиали*, защото излизат радиално от основата на излъчвателя. Цялата мрежа от противовеси се нарича *граунд плейн* (от англ.: заземителна равнина), а радиолюбителите наричат вертикалният излъчвател с мрежа от противовеси *антена „граунд плейн"*.

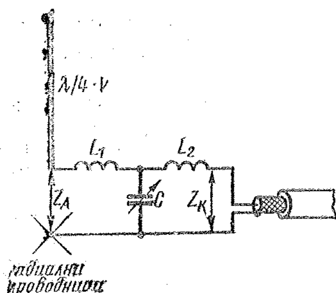
19.4.1. Антена «граунд плейн»

Схемата на една антена „граунд плейн" е показана на фиг. 19.8. Радиалите са образувани от възможно най-голям брой проводници с дължина λ/4, които са опънати хоризонтално от основата на вертикалния четвъртвълнов излъчвател. Те са свързани един с друг близо до основата на антената, но самата антена е изолирана от тях. Трябва да се поставят най-малко 4 проводника. Тъй като това са четвъртвълнови отрязъци, настроени в резонанс, и в краищата им има максимум на напрежението, те трябва да се окачат чрез изолатори.

Входното съпротивление на антената „граунд плейн" (36 Ω) е много малко.



Фиг. 19.9. Антена „граунд плейн" с четвъртвълнов съгласуващ шлейф



Фиг. 19.10. Съгласуване на антена „граунд плейн" чрез трансформиращо звено, предложено от Зеефрид

Затова при директно захранване с коаксиален кабел се появява разсъгласуване. Въпросът за съгласуването често се решава по следния начин: проводниците на заземителната мрежа не се окачват хоризонтално, а наклонени надолу под ъгъл около 135° спрямо излъчвателя. При това се получава входно съпротивление от около 50 Ω. За съжаление при това отчасти се губи предимството на малкия ъгъл на възвишение. За да се получи съгласуване с обикновените коаксиални кабели с вълново съпротивление 60 Ω, би трябвало проводниците да се отведат отвесно надолу. Антената „граунд плейн" се превръща в един вертикално поставен полувълнов дипол с двойно поголяма височина.

Точното съгласуване на един лентов или коаксиален кабел към входното съпротивлене на антената „граунд плейн" е възможно с помощта на четвъртвълнов съгласуващ шлейф (вж. раздел 6.6.). Такъв шлейф за включване на произволно дълъг лентов кабел е показан на фиг. 19.9 (за изчислението вж. раздел 6.6.). По известни причини трябва да се предпочете захранването чрез коаксиален кабел също и за това, че граунд-плейнът е една несиметрична антена. Изработването на коаксиален съгласуващ шлейф обаче е свързано с механични трудности, ако липсва подходящ Т-образен разклонител за коаксиални кабели. Който не се доверява на безупречното от електрическа гледна точка свързване на коаксиалните кабели, би трябвало да използува схема за съгласуване с концентрирани елементи.

На фиг. 19.10 е показана една много удачна схема за съгласуване, разработена от *В. Зеефрид*, Дрезден. Става дума за един Т-образен съгласуващ елемент, който има същите електрически свойства, както съгласуващият четвъртвълнов трансформатор. Бобините L_1 и L_2 имат еднаква индуктивност. Те са разположени в пространството така, че да нямат взаимна връзка. Препоръчва се бобините да се навият свободно от дебел проводник, за да може да се изменя индуктивността само чрез свиване или разтягане на бобината. Кондензаторът C е въздушен тример-кондензатор, за да бъде съгласуващото звено с възможно най-малки загуби.

Оразмеряването на схемата е просто. Съществува изискването за точно съгласуване на импеданса на кабела Z_K към входното съпротивление на антената Z_A. Импедансът на трансформиращото звено Z_{tr} се пресмята по известното уравнение (5.31):

$$Z_{tr}=\sqrt{Z_K . Z_A}\,.$$

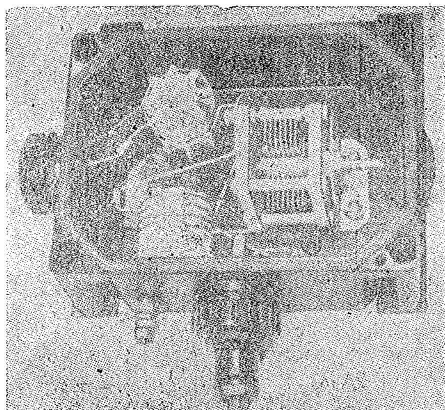
По-нататък са в сила зависимостите

$$Z_{tr}=\omega L_1=\omega L_2 \quad \text{и} \quad Z_{tr}=\frac{10^6}{\omega C},$$

където ω е в MHz, C — в pF. L — в μH, и Z — в Ω.

Пример

Приема се входно съпротивление на антената 32 Ω. За захранване ще се



Фиг. 19.11. Трансформиращо звено, поставено в кутия от пластмаса

използува коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω.

$$Z_{tr}=\sqrt{32.60}=43,8\Omega;$$

$$\omega L_1=\omega L_2=43,8\Omega.$$

За една работна честота от 14,15 MHz се получава

$$L_{1,2}=\frac{43,8}{6,28.14,15}=0,493\ \mu H.$$

Стойността на кондензатора C е

$$C=\frac{10^6}{43,8.6,28.14,15}=257\ pF$$

(вж. също така фиг. 6.19 и фиг. 6.20).

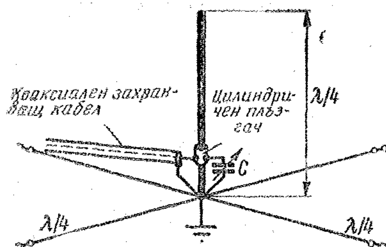
Избира се кондензатор 300 pF, за да се компенсират факторите, които не са били взети предвид при изчислението.

Бобините и кондензаторът трябва да се поместят във водонепроницаема кутия. Подходящи са кутии от пресована пластмаса (фиг. 19.11). Точната настройка на антената се извършва с рефлектометър. Ако липсва такъв, може да се използува отдалечен индикатор на напрегнатостта на полето и да се настройва по максимум на показанията на индикатора.

По отношение на съгласуването с честотнозависими звена трябва да се спомене още и това, че те ограничават широчината на пропусканата от антената честотна лента. Затова винаги трябва да се преценява дали има смисъл да се избере малко по-тясна честотна лента за сметка на точно съгласуване (напр. при работа изключително в режим на телеграфия) или пък заради по-широката честотна лента да се приеме едно разсъгласуване от 1 : 2. В любителската практика най-често се избира директно захранване с коаксиален кабел с вълново съпротивление 50 Ω. В такъв случай коефициентът на стоящи вълни е около 1,5.

Съществува и друг прост, но донякъде по-скъп начин за точно съгласуване на граунд плейна. Към антената се включват направо два свързани паралелно коаксиални кабела с вълново съпротивление 75 Ω. В резултат се получава захранваща линия с вълново съпротивление около 38 Ω, което е много близко по стойност до входното съпротивление на антената граунд плейн. Все пак този начин може да се препоръча само в случай че разстоянието от точката на захранване на антената до предавателя е малко.

За да може да се изработи четвъртвълновият съгласуващ трансформатор от обикновено продаваните коаксиални кабели, трябва за отрязъка с дължина λ/4 да се използува коаксиален кабел с вълново съпротивление 50 Ω, а за захранващата линия — кабел с вълново съпротивление 75 Ω (вж. раздел 6.5.). Според (6.6) съгласуване ще съществува, ако входното съпротивление на антената възлиза на 33,3 Ω. Трансформаторът от кабел с вълново съпротивление 50 Ω може да съгласува освен това и захранващ кабел с вълново



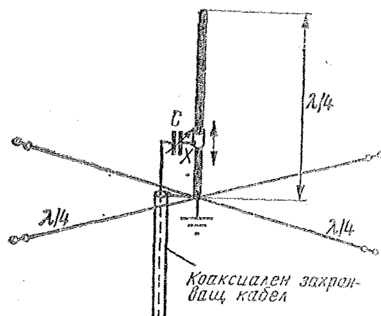
Фиг. 19.12. Заземена антена „граунд плейн"

съпротивление 70 Ω към входно съпротивление на антената 35,7 Ω и кабел с вълново съпротивление 60 Ω към антена с входно съпротивление 41,7 Ω. Във всички споменати случаи може да се разчита на достатъчно точно съгласуване стига антената да е настроена в резонанс.

19.4.1.1. *Заземена антена „граунд плейн"*

Радиолюбителите обикновено не обръщат голямо внимание на правилното заземяване на антената и на антенната носеща мачта. *DM2AXO* е предложил едно технически безупречно решение на този донякъде труден проблем, което намери приложение при антените „граунд плейн".

В основата на четвъртвълновия излъчвател е разположен минимум на напрежението (вж. фиг. 19.1). Затова антената може да се заземи направо в тази точка. Заземяването при възел на напрежението не оказва влияние върху излъчвателните свойства на дипола.



Фиг. 19.13. Вариант на заземена антена „граунд плейн"

Това доказват и металните УКВ- и телевизионни антени, които също са свързани галванически със заземената носеща стрела при минимум на напрежението.

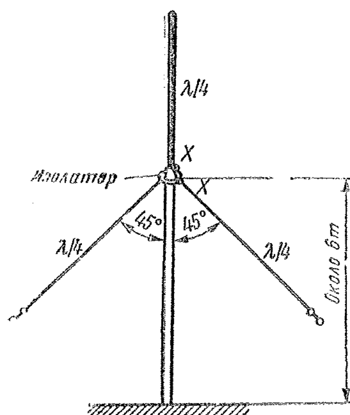
За да може да се съгласува една заземена в основата си антена „граунд плейн", към коаксиален захранващ кабел, трябва да се намери върху четвъртвълновия прът тази точка, в която импедансът на антената съответствува на вълновото съпротивление на използуваната захранваща линия (аналогично на гама-съгласуването, фиг. 6.4). Както е показано на фиг. 19.12, вътрешният проводник на коаксиалния кабел се свързва чрез плъзгач към определена точка на антената, а външната екранираща оплетка се заземява в основата на антената.

Точката на включване на вътрешния проводник на кабела едва ли може да се пресметне точно, защото нейното положение зависи силно от влиянието на окръжаващата среда. Затова плъзгачът трябва да може да се премества в широки граници. Опитно се намира такова положение на плъзгача, при което коефициентът на стоящи вълни в захранващата линия е минимален (измерва се с рефлектометър). Фината настройка се извършва след това с помощта на променливия кондензатор *C*. Вертикалният излъчвател, заземителните проводници и коаксиалният кабел са заземени трайно, така че антената е осигурена срещу светкавици и не могат да се очакват неприятните статични заряди на антенната система.

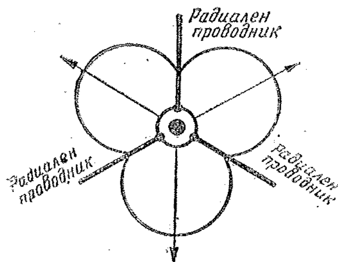
На фиг. 19.13 е показан един вариант на заземена антена „граунд плейн". В този случай променливият кондензатор е включен последователно на вътрешния проводник на кабела. Чрез него се компенсира капацитивно индуктивната реактивна компонента, внесена от гама-съгласуването. И в двата случая могат да се използуват променливи кондензатори за радиоприемници с краен капацитет 300 pF или 500 pF. Променливият кондензатор се поставя във водонепроницаема кутия, която се закрепва към цилиндричния плъзгач.

19.4.1.2. *Антена с три радиални проводника (Triple Leg)*

Изследванията, проведени от *HB9OP*, показаха, че с помощта на антена



Фиг. 19.14. Антена с три радиални проводника



Фиг. 19.15. Диаграма на насочено излъчване в хоризонталната равнина на антена с три радиални проводника

„граунд плейн" може да се получи насочено излъчване в хоризонталната равнина, ако броят на заземителните проводници се намали на 3. Проводниците сключват помежду си ъгъл от 120° и са наклонени надолу под ъгъл 45° (фиг. 19.14).

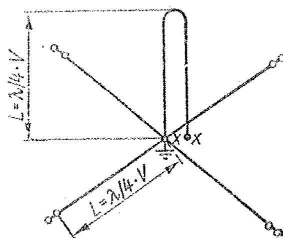
Тази антена излъчва предимно в направленията на ъглополовящите на ъглите между радиалните проводници при ъгъл на възвишение във вертикалната равнина от 6° до 7°. Диаграмата на насочено излъчване в хоризонталната равнина има приблизително формата на детелина (фиг. 19.15). Много благоприятният ъгъл на възвишение във вертикалната равнина (7°) може да се получи само тогава, когато основата на излъчвателя се намира на оптимална височина над земната повърхност. *HB9OP* е определил оптимална височина 6 m, при което обаче има значение и състоянието на почвата под антената.

Броят на радиалните проводници при зададения ъгъл на наклон 45° влияе върху входното съпротивление на излъчвателя. То е от 50 до 53 Ω, така че тази антена може да се захрани директно чрез коаксиален кабел с вълново съпротивление 50 Ω. При окачване на 4 равномерно разпределени по окръжността радиални проводника входното съпротивление на антената спада до около 44 Ω.

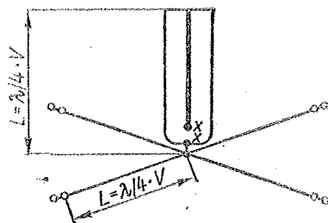
Антената с три радиални проводника, предложена от *HB9OP*, работи добре в различни местности.

19.4.1.3. *Многопроводна антена „граунд плейн"*

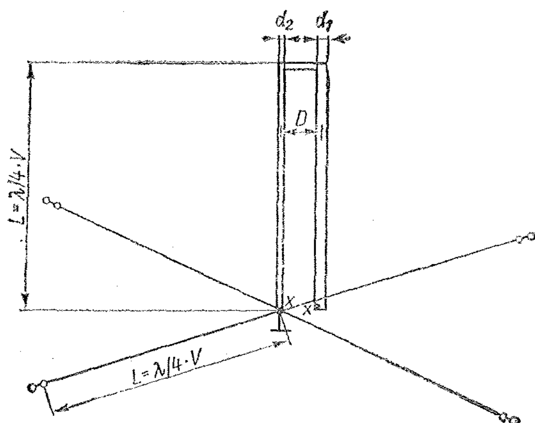
Един от начините да се увеличи входното съпротивление и широчината на пропускната честотна лента на антената „граунд плейн" е използването на многопроводни системи по подобие на шлейфвибраторите. В найпростия случай една многопроводна антена „граунд плейн" се състои от половин шлейфвибратор (фиг. 19.16). Ако двете рамена са изработени от



Фиг. 19.16. 2-проводна антена „граунд плейн"



Фиг. 19.17. 3-проводна антена „граунд плейн"

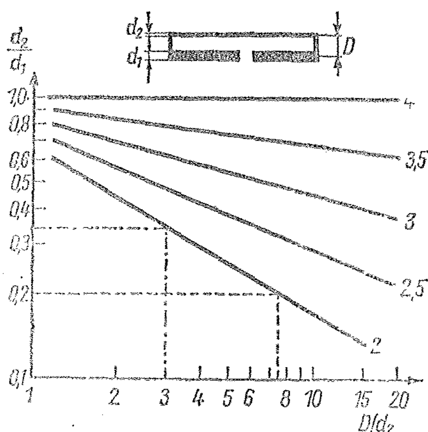


Фиг. 19.18
2-проводна антена „граунд плейн" с различени диаметри на проводниците на двете рамена

проводници с еднакъв диаметър, съпротивлението в точката на захранване XX е около 120 Ω. Радиалните проводници на заземителната мрежа се свързват към свободното рамо на половинката от шлейфвибратор и тази точка може да се заземи.

Една такава двупроводна антена „граунд плейн" е подходяща за директно захранване чрез екранирана двупроводна линия с вълново съпротивление 120 Ω. По отношение на трансформацията на съпротивлението половината шлейфвибратор не се различава от целия шлейфвибратор с дължина λ/2. Това означава, че входното съпротивление на еднопроводна антена „граунд плейн" (около 30 Ω) при двупроводната антена се трансформира в отношение 1 : 4 на 120 Ω, следователно при трипроводна антена „граунд плейн" (фиг. 19.17) може да се очаква входен импеданс от около 270 Ω. Тази антена съответствува на двоен шлейфвибратор, при който отношението на трансформация е 1 : 9. Предпоставка за това е всички рамена да имат еднакъв диаметър и да са разположени на равно разстояние от средния проводник. За работата на антената няма значение кой от трите проводника ще бъде определен за включване на захранващата линия.

Би трябвало да е по-малко известно, че с един шлейфвибратор може да се извърши трансформация на съпротивлението и в отношение, по-малко от 1 : 4. Това става, в случай че диаметърът на непрекъснатия проводник d_2 е по-малък от този на клона, в който се извършва захранването (d_1). Същото важи и за двупроводната антена „граунд плейн" (фиг. 19.18). Тази конструкция е годна да трансформира входното съпротивление на антената на каква да е стойност между 60 и 120 Ω, така че да се постигне точно съгласуване с коаксиален захранващ кабел. Отношението на трансформация зависи от отношението на диаметрите d_2/d_1 и от отношението на разстоянието между про-



Фиг. 19.19. Съотношение между входното съпротивление на шлейфвибратор, изработен от различно дебели проводници и входното съпротивление на прав дипол, в зависимост от отношението на диаметрите $\frac{d_2}{d_1}$ и $\frac{D}{d_2}$

водниците и диаметъра d_2 (D/d_2). В допълнение към фиг. 4.4 от фиг. 19.19 може да се отчете коефициентът на трансформация в зависимост от споменатите по-горе отношения. Номограмата е валидна едновременно за полувълнови шлейфвибратори и за двупроводни „граунд плейн“ антени (фиг. 19.18).

Пример

Трябва да се конструира двупроводна антена „граунд плейн“ с входен импеданс 60 Ω. Входното съпротивление на обикновената еднопроводна антена „граунд плейн“ се приема равно на 30 Ω. Следователно при двупроводната антена входното съпротивление трябва да се увеличи 2 пъти. От фиг. 19.19 може да се види, че при отношение D/d_2, равно на 7,5 и при $d_2/d_1=0{,}2$, се получава желаният коефициент на трансформация. При $D/d_2=3$ отношението d_2/d_1 би трябвало да бъде 0,34. Тези две възможности са начертани с прекъснати линии на фиг. 19.19; съществуват, разбира се, и други варианти, като изборът се ограничава единствено от възможността за практическа изработка. Ако напр. дебелият проводник е тръба с диаметър 10 mm, тънкият проводник би трябвало да бъде с диаметър 2 mm ($d_2/d_1=0{,}2$), а разстоянието D да бъде 15 mm ($D/d_2=7{,}5$). Така просветът между двата проводника ще бъде 9 mm и може да се реализира на практика. Напротив, при $D/d_2=3$ при същите условия просветът би бил само 3,5 mm; това е много по-неизгодно от механична и електрическа гледна точка и едва ли е възможно да се реализира на практика.

19.4.1.4. *Оразмеряване на обикновени антени „граунд плейн“*

От табл. 19.1. могат да се вземат механичните дължини на излъчвателя и резонансните дължини на четвъртвълновите радиални проводници. Взет е пред вид коефициентът на скъсяване, обусловен от коефициента S при различен диаметър на проводника на елемента. В зависимост от широчината на любителския обхват са дадени резонансни дължини за различни честоти, така че може да се избира между оразмеряване само за работа на телеграфия или оразмеряване на средата на любителския обхват. Влиянието на околната среда може да се отрази на резонансните дължини.

Радиалните проводници също трябва да удовлетворяват условията за резонанс. На тях трябва да се обърне същото внимание, както и на вертикалния излъчвател на антената „граунд плейн“. Данните за дължината на радиалните проводници винаги са повече или по-малко теоретични стойности. В някои случаи те могат да съвпадат

Таблица 19.1. Данни за оразмеряване на нормални антени „граунд плейн“

	Обхват 10 m		Обхват 15 m		Обхват 20 m		Обхват 40 m
Диаметър на елемента, mm	28,3	28,8	21,1	21,2	14,05	14,15	7,075
	MHz						
2	259	254	347	346	522	518	1037
6	258	253	346	345	521	517	1036
10	258	253	345,5	344	520	516	1035
20	257	252	345	343	519	515	1032
40	255	250	344	342	517	513	1030

Данните за дължината са в cm.

с практически необходимите дължини, много пъти обаче трябва да бъдат коригирани. Най-често дадените размери се оказват малко по-дълги, отколкото е нужно. Радиалните проводници често се намирът в непосредствена близост до земята или до заземени части на сградата. Затова върху тях се оказва по-силно или по-слабо капацитивно въздействие и резонансът се измества към по-ниските честоти. По тази причина най-често радиалните проводници трябва да бъдат скъсени, колкото е необходимо.

DL6DO е предоставил подробни данни за методиката на допълнителното коригиране на дължините на проводниците на една антена „граунд плейн". Необходимите уреди са един високочестотен измерителен мост и един гриддипметър.

Настройка

Всички радиални проводници да се откачат от централната точка, в която са закрепени. Два срещуположни четвъртвълнови проводника се комбинират, за да образуват полувълнов дипол, като между тях се включва измерителен мост. Тъй като входното съпротивление на един полувълнов дипол е 73 Ω, потенциометърът на високочестотния измерителен мост трябва да се нагласи на същата стойност. Ако мостът се захрани с един гриддипметър, в повечето случаи се установява, че резонансната честота на дипола се отклонява от предвидената. В такъв случай трябва да се коригира дължината на двата проверявани в момента радиала. След като това стане, трябва по същия начин да се проверят следващите два радиала и да се коригират при нужда, без обаче първите два проводника да се закачат към основата на антената. Едва след като всички двойки проводници се настроят по описания начин, се възстановява връзката им с централната точка. С това грубата настройка на радиалите е завършена.

При фината настройка всеки от четвъртвълновите радиални проводници се откача от центъра и се свързва към измерителния мост, който пък се свързва към общата точка на всички проводници. Останалите радиални проводници при това остават свързани към общата си точка. С помощта на гриддипметъра отново се измерва резонансната честота на четвъртвълновия отрязък и ако е нужно, дължината му се изменя по съответния начин. С останалите радиали проводници се постъпва по същия начин, като настроените радиални отрязъци винаги се включват отново към общата точка на всички проводници. Точният минимум няма да бъде измерен от моста при съпротивление 73 Ω, а при съпротивление между 30 и 60 Ω. Ако тази част от настройката се извърши безупречно, цялата система от радиални проводници ще бъде настроена в резонанс и може да се пристъпи към настройката на вертикалния четвъртвълнов излъчвател на работната дължина на вълната. Това става също по описания начин с помощта на високочестотния измерителен мост и гриддипметъра.

Процесът на настройка изглежда донякъде сложен; затова пък с голяма вероятност може да се твърди, че една антена, настроена по този начин, няма да разочарова конструктора си.

19.4.1.5. *Удължена антена „граунд плейн"*

Ако вертикалната излъчваща част на една антена „граунд плейн" се удължи на повече от λ/4, нейното входно съпротивление също нараства. Това би могло да се обясни нагледно приблизително по следния начин: чрез удължаването на излъчвателя основата на антената се измества от минимума на напрежение към областта на нарастващото напрежение. Нарастващо напрежение при спадащ ток дават в резултат едно по-голямо съпротивление.

Чрез съответно удължаване на излъчвателя може да се намери подходяща дължина, при която вълновото съпротивление на използувания коаксиален кабел е точно равно на входното съпротивление на антената. Сега обаче антената няма да е настроена в резонанс с предварително зададената работна честота; тя е станала твърде дълга и входният импеданс има индуктивна реактивна компонента.

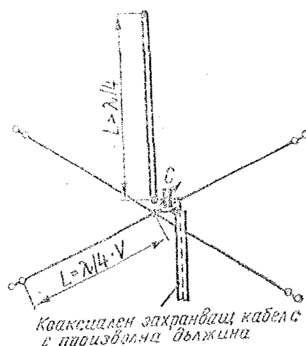
За да се компенсира тя, в точката на захранване се въвежда едно капацитивно реактивно съпротивление под формата на кондензатор, чието капа-

Таблица 19.2. Данни за оразмеряване на удължени антени „граунд плейн" (фиг. 19.20)

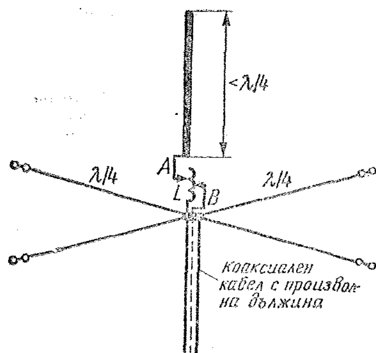
Диаметър на излъчвателя, mm	Дължина на излъчвателя при вълново съпротивление на коаксиалния кабел от				Радиални проводници, cm	Променлив кондензатор, pF
	52 Ω cm	60 Ω cm	70 Ω cm	75 Ω cm		
Резонансна честота 7050 kHz (любителски обект 40 m)						
2	1186	1240	1299	1311	1040	250
6	1185	1239	1298	1310	1040	250
10	1183	1236	1295	1307	1040	250
20	1177	1230	1288	1300	1040	250
40	1164	1217	1275	1286	1040	250
Резонансна честота 14100 kH (любителски обхват 20 m)						
2	593	620	652	658	520	150
6	591	619	651	656	520	150
10	590	618	650	655	520	150
20	588	615	647	653	520	150
40	576	602	634	640	520	150
Резонансна честота 21100 kHz (любителски обхват 15 m)						
2	396	414	434	440	349	130
6	395	413	432	439	349	130
10	391	409	427	434	349	130
20	387	405	423	430	349	130
40	383	401	419	425	349	130
Резонансна честота 28100 kHz (любителски обхват 10 m)						
2	297	311	326	329	262	100
6	294	308	322	325	262	100
10	292	305	320	323	262	100
20	289	302	316	319	262	100
40	284	297	311	314	262	100

цитивно съпротивление съответствува на индуктивното съпротивление на удължения излъчвател. Така реактивните компоненти се компенсират взаимно и входното съпротивление става чисто активно.

На фиг. 19.20 е показана схемата на една такава удължена антена „граунд плейн". Променливият кондензатор C, включен последователно на вътрешния проводник на кабела, осигурява възможност за корекции. Това може да бъде обикновен кондензатор, защото напреженията в тази точка са ниски. Изводът на ротора обаче трябва да контактува добре, защото протичат големи токове.



Фиг. 19.20. Удължена антена „граунд плейн"



Фиг. 19.21. Скъсена антена „граунд плейн"

Добре е кондензаторът да се помести в пластмасова кутийка, която да се уплътни, за да бъде водонепроницаема. Тази кутия се закрепва направо към долния край на антената, като закрепващите болтове могат да служат едновременно и като метал ическа връзка между края на излъчвателя и променливия кондензатор. Коаксиалният кабел се вкарва в пластмасовата кутия и там вътрешният му проводник се запоява за свободния край на променливия кондензатор. Външният проводник на кабела трябва да се свърже към общата точка на радиалните проводници. По този начин се осигурява качествено включване на коаксиалния кабел. Един навлажнен коаксиален кабел никога не изсъхва докрай и става неизползуваем.

След завършване на настройката променливият кондензатор може да бъде заменен с подходящ постоянен кондензатор, чиято стойност отговаря точно на съответната стойност на капацитета на променливия кондензатор.

Радиалните проводници, както при всяка истинска „граунд плейн" антена, се опъват хоризонтално. Обикновено се използуват едно- или многожични медни проводници с диаметър около 2 mm. Дължините им се подбират, както обикновено, и могат да се вземат от табл. 19.2 (за диаметър на проводника 2 mm).

Удължените антени „граунд плейн" се настройват много лесно за максимално излъчване. Трябва единствено с помощта на променливия кондензатор да се постигне минимален коефициент на стоящи вълни, като за индикатор служи рефлектометър, включен чрез шлейф към захранващата линия.

В табл. 19.2 са дадени дължините на излъчвателите на удължени антени „граунд плейн" в зависимост от желаното входно съпротивление.

19.4.1.6. *Скъсена антена „граунд плейн"*

Често не е възможно да се монтира четвъртвълнов вертикален излъчвател с нормална дължина. Това се случва напр., когато трябва да се построи един „граунд плейн" за обхвата 40 m или 80 m. Същото важи почти винаги и за автомобилните антени. В такива случаи съществува стремеж за скъсяване на излъчвателя до дължина, по-малка от λ/4.

Една антена, скъсена по такъв начин, вече не е в резонанс с работната честота, нейният входен импеданс има капацитивна реактивна компонента. За да се отстранят реактивните компоненти на входния импеданс, капацитивното съпротивление трябва да бъде компенсирано чрез една индуктивност. Ако при това входното съпротивление стане чисто активно, условието за резонанс е изпълнено отново.

Допълнително включваното индуктивно съпротивление обикновено се реализира като бобина, която се нарича удължителна бобина. Названието изразява това, че бобината предизвиква електрическо удължаване на излъчвателя. На фиг. 19.21 е показана схемата на скъсена антена „граунд плейн" с удължителна бобина.

Удължителната бобина влошава много параметрите на антената; ако това не беше така, биха се произвеждали съвсем миниатюрни антени с удължителни бобини. Тъй като самата бобина не излъчва или излъчва съвсем слабо, но от друга страна, замества липсващата част от дължината на излъчвателя, коефициентът на полезно действие на антената намалява. Загубите в бобината, причинени от скин-ефекта, също имат значение и при много силно скъсените антени (напр. автомобилните антени) не са рядкост коефициенти на полезно действие под 10%. За да бъдат тези загуби възможно най-малки, бобината трябва да има голям качествен фактор. В такъв случай тя става един

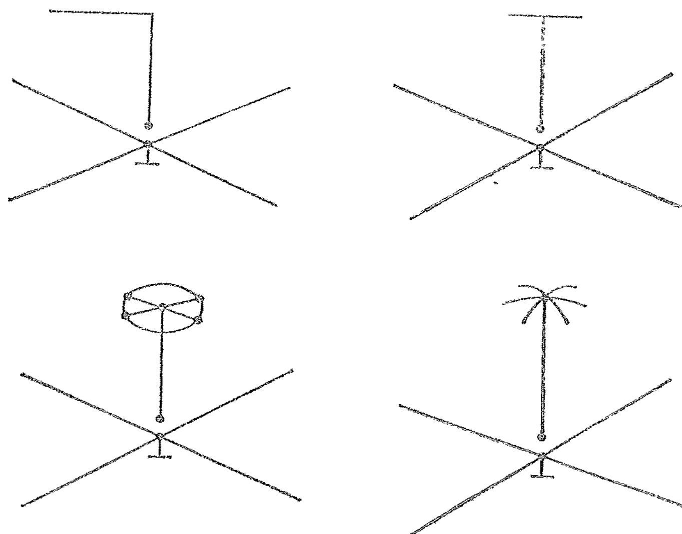
честотно зависим елемент с много остра резонансна крива и ограничава широчината на пропусканата от антената честотна лента. Затова скъсените антени винаги са повече или по-малко едно компромисно решение. Те имат стеснена честотна лента и понижена ефективност.

Най-трудната задача при построяването на една скъсена антена „граунд плейн" е изработването на висококачествена удължителна бобина. Ако се решат трудностите при оформянето на двойния извод на бобината, по-нататъшната настройка е сравнително проста. Чрез гриддипметър, включен към бобината L, се установява резонансната честота на излъчвателя, като се изменя изводът A и се търси положението му, при което резонансната честота отговаря на желаната работна честота. След това към извода B се включва вътрешният проводник на кабела и системата се възбужда от предавателя. Към захранващата линия чрез шлейф се включва един рефлектометър. Като се променя изводът B върху удължителната бобина, се търси точка с импеданс, съответствуващ на вълновото съпротивление на захранващата линия. Това е точката, при която рефлектометърът измерва минимален коефициент на стоящи вълни в захранващата линия.

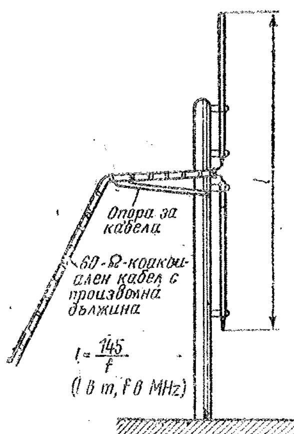
19.4.1.7. *Антена „граунд плейн" с капацитивен товар*

Височината на един вертикален излъчвател може да се намали, като свободният му край се натовари с така наречения върхов капацитет. Той може да се състои от отделни проводници или от плоски метални структури. На фиг. 19.22 са показани няколко вертикални излъчватели с върхови капацитети.

Капацитивният товар при максимума на напрежението формира един допълнителен капацитет спрямо земята. Както при един трептящ кръг чрез добавянето на капацитет се намалява резонансната честота, така и при поставянето на върхов капацитет резонансната честота на антената се измества към по-ниските честоти. Това означава, че един излъчвател, който по начало е малко къс, може да се настрои в резонанс чрез един върхов капацитет. Докато стойността на върховия капацитет остава в определени граници, една



Фиг. 19.22. Често срещани форми на вертикални излъчватели с капацитивен товар



Фиг. 19.23. Вертикален полувълнов дипол

антена с капацитивен товар не бива да се разглежда като компромисно решение. Такива антени имат даже общо взето, по-голямо съпротивление на излъчване, отколкото обикновените антени „граунд плейн" и с това — по-голям коефициент на полезно действие. При по-големи върхови капацитети обаче донякъде се изменя характеристиката на насочено действие на антената, а самото изработване на върховия капацитет е свързано най-често с големи трудности. Антени с върхов товар се използуват предимно в обхватите 40 m и 80 m. Капацитивният товар в края на антената може да се използува не само при четвъртвълновите вертикални излъчватели, но и при всички настроени антени със свободен край.

19.4.2. Вертикални полувълнови излъчватели и диполни редици

При работа в DX-обхватите (10 m, 15 m и 20 m) често съществува възможност да се монтира вертикален излъчвател с височина λ/2 или повече. Най-често заради трудности от механичен характер не се използува самоносеща конструкция, защото тя трябва винаги да има в основата си качествен изолатор (максимум на напрежението). При такива конструкции обтяжките трябва да поемат всички странично действуващи сили. Една подходяща дървена мачта е не само по-евтина, но има и предимства от електрическа гледна точка. В случай на нужда антенният проводник може да бъде обикновена жица. При нужда човек може да се изкачи по дървената мачта; тя може да се сгъва, ако това е предвидено в конструкцията ѝ.

19.4.2.1. *Полувълнов вертикален дипол*

Полувълновите вертикални излъчватели също се отличават с малък ъгъл на възвишение във вертикалната равнина. Този ъгъл става толкова по-малък, колкото по-високо над земята е монтирана антената. Диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина има формата на кръг. Общо взето, полувълновият излъчвател се прави от тръба от лек метал, като може да бъде избрана схемата, показана на фиг. 19.23. Ако е на разположение достатъчно висока дървена носеща мачта, антенните проводници могат да бъдат и обикновени проводници с произволен диаметър. Тъй като се касае за един нормален полувълнов дипол, антената може да бъде захранена направо с коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω. Кабелът обаче трябва да се отведе хоризонтално на възможно най-голямо разстояние от точката на захранване. Специално при използуването на тръби като антенен проводник долната половина на излъчвателя трябва да бъде малко скъсена, защото тя има по-голям капацитет спрямо земя. Особено удачна конструкция на вертикален полувълнов дипол е коаксиалната антена.

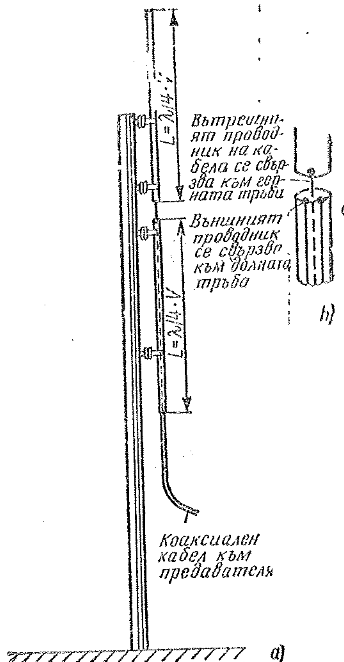
Коаксиална антена (Sleeve antenna)

На фиг. 19.24 е показан един обикновен полувълнов дипол, закрепен към дървена носеща мачта. Антенните проводници са изработени от тръби. Забележителното при тази антена е начинът на захранване. Захранващият коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω е напъхан в долната тръба с дължина λ/4 и излиза направо в точката на захранване. Външната защитна обвивка на кабела (PVC) осигурява изолацията между него и тръбата. Едва в точката на захранване екраниров-

ката на кабела се оголва и се свързва галванически с долната тръба на дипола. Вътрешният проводник на кабела се свързва с горната половина на антената (вж. фиг. 19.24*b*).

Долната половина на излъчвателя има двойна функция: тя е излъчваща половина на дипола и едновременно заедно с преминаващия през нея отрязък на коаксиалния кабел образува четвъртвълнов симетриращ трансформатор (вж. раздел 7.1.). Чрез това симетриране се потискат повърхностните вълни в обвивката на кабела, а най-често това е и най-простият и най-къс път до точките на захранване.

Този популярен вертикален излъчвател се нарича *коаксиална антена*. В литературата на английски език се среща под названието *Sleeve-antenna* (англ. Sleeve = ръкав).



Фиг. 19.24. Коаксиална антена; *a* — механична конструкция, *b* — включване на захранващия кабел

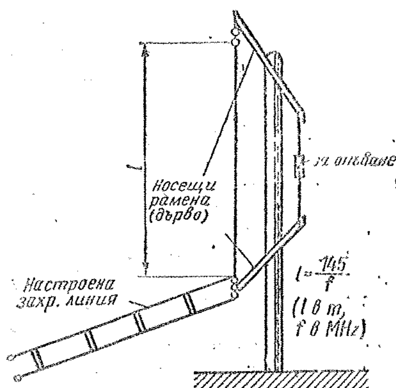
19.4.2.2. *Вертикални полувълнови излъчватели, захранвани в края*

В радиолюбителската практика вертикалните излъчватели често се захранват при максимум на напрежението в долния им край. Тъй като там импедансът винаги е висок, той трябва да се трансформира или пък захранването да става чрез настроена захранваща линия.

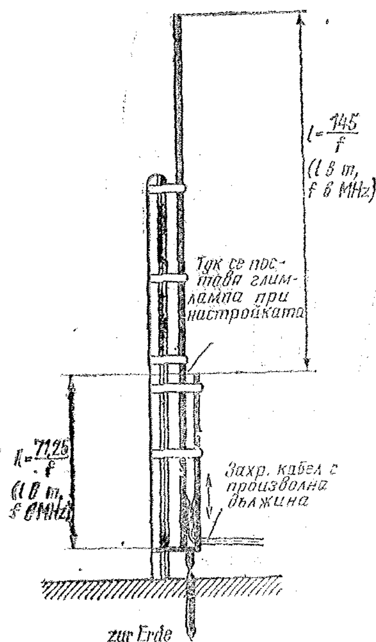
Вертикална цепелин-антена

Вертикалната антена „цепелин", показана на фиг. 19.25, се възбужда чрез настроена захранваща линия. Ако тя работи с полувълнов резонанс, а основата ѝ се намира непосредствено над добре проводяща земна повърхност, може да се очаква, че диаграмата на насочено излъчване във вертикалната равнина ще бъде като показаната на фиг. 19.7*c*. Измененията, които настъпват в диаграмата на насочено действие на вертикални полувълнови излъчватели в зависимост от височината им над идеално проводяща земна повърхност, могат да се видят на фиг. 3.16.

Както е известно, при използването на настроена захранваща линия резонансната дължина на излъчващия отрязък от антената няма особено значение, защото излъчвателят и захранващата линия образуват една система, която като цяло трябва да бъде настроена в резонанс. На практика при



Фиг. 19.25. Полувълнов вертикален излъчвател, захранен в края си



Фиг. 19.26. Полувълнов вертикален излъчвател със четвъртвълнов съгласуващ шлейф

използването на настроена захранваща линия цялата система се настройва в резонанс от страната на захранващата линия, която е свързана към предавателя с помощта на елементите за връзка с антената. Това е най-простият начин за използването на вертикалния излъчвател, захранван в края си, за работа на много обхвати. Подробности за тази област на приложение ще бъдат дадени в раздел 19.4.3.

J-антена

Полувълновата вертикална антена може да се захрани много удобно, ако към точките на захранване, където съпротивлението е голямо, се включи затворен четвъртвълнов шлейф и върху шлейфа се намери точка, в която импедансът съответствува на вълновото съпротивление на захранващия кабел. Тъй като върху този четвъртвълнов шлейф могат да се намерят точки с импеданс от няколко хиляди ома (в основата на антената, при максимума на напрежението) до почти 0Ω (при мостчето за късо съединение), към антената могат да бъдат съгласувани оптимално както произволно дълги коаксиални кабели, така и лентови кабели и двупроводни линии с въздушна изолация и вълново съпротивление 600 Ω. Полувълнов излъчвател, съгласуван по такъв начин, се нарича *J*-антена (фиг. 19.26).

Полувълновият излъчвател и един от клоновете на съгласуващия шлейф могат да образуват едно цяло, т. е. може да се използува цяла тръба с дължина 3/4 λ. Специално предимство на този начин на захранване е това, че долният край на четвъртвълновия съгласуващ шлейф може да се заземи направо и стабилно. При съответна механична конструкция една такава *J*-антена действува и като гръмоотвод, без това да ограничава ефективността ѝ като предавателна антена.

Оптималното съгласуване на една *J*-антена се постига лесно. В долния край на излъчвателя се поставя една глим-лампа и мястото на включване на захранващата линия към четвъртвълновия съгласуващ шлейф се променя дотогава, докато се намери положение, при което глим-лампата свети най-ярко.

Дължината на излъчвателя може да се пресметне с достатъчна точност по формулата

$$l = \frac{145}{f},$$

където l е в m, f — в MHz.

Дължината на четвъртвълновия съгласуващ шлейф, изработен от успоредни проводници, се пресмята по формулата

$$l = \frac{73}{f}.$$

Ако се използуват тръби със сравнително голям диаметър, е в сила изразът

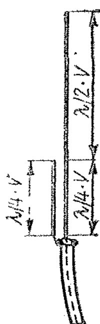
$$l = \frac{71{,}25}{f},$$

където l е в m, а f — в MHz.

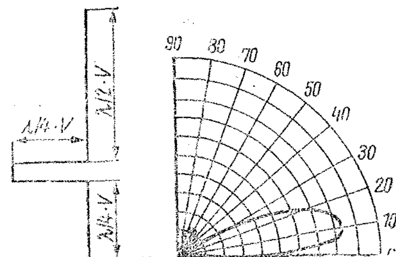
За да може да се получи точна настройка, четвъртвълновият съгласуващ шлейф трябва да бъде с дължина, малко по-голяма от предварително изчисле-

нага, като мостчетата за късо съединение в края на шлейфа са подвижни. След това антената се възбужда пасивно чрез помощна антена, опъната наблизо и захранена от предавател. Четвъртвълновият съгласуващ шлейф още не е свързан към захранващата линия. Той се възбужда изключително чрез излъчването от помощната антена. След това мостчетата за късо съединение върху четвъртвълновия шлейф се изместват дотогава, докато глимлампата, включена в долния край на шлейфа, светне с най-голяма яркост. Това означава, че излъчвателят и четвъртвълновият съгласуващ шлейф са настроени в резонанс с честотата на предавателя. Накрая помощната антена се отстранява и излъчвателят се захранва нормално чрез предвидената за тази цел захранваща линия. Правилното място за включване на кабела към съгласуващия шлейф трябва да се определи по описания вече начин. Един излъчвател, съгласуван оптимално по този начин, е една добра ненасочена DX-антена, когато е монтиран на достатъчно голяма височина.

За пълнота на фиг. 19.27 е показан още един начин за възбуждане на J-антена. Докато при съгласуването, показано на фиг. 19.26, вълновото съпротивление на четвъртвълновата линия има второстепенно значение, при четвъртвълновия трансформатор на фиг. 19.27 то има определящо значение. Съгласно раздел 6.5. и уравнение (5.31) в зависимост от коефициента S на излъчващия полувълнов отрязък може да се получи приблизително точно съгласуване към коаксиален захранващ кабел с вълново съпротивление от 50



Фиг. 19.27
J-антена с изменено захранване

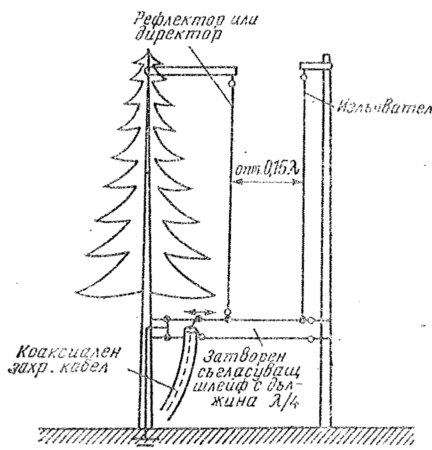


Фиг. 19.28. Вертикална диполна редица над добре проводеща земна повърхност

до 75 Ω, когато отношението D/d за четвъртвълновия трансформатор възлиза на около 6. Това съответствува на вълново съпротивление, приблизително равно на 300 Ω (вж. фиг. 5.4). За точно съгласуване би трябвало отношението на диаметрите D/d на четвъртвълновия трансформатор да се изменя в малки граници. Това изисква допълнително усложняване на механичната конструкция, което поне в късовълновия обхват се среща рядко.

19.4.2.3. *Вертикални диполни редици, захранвани в края*

Там, където е възможно построяването на антени с височина, по-голяма от λ/2, с голям успех могат да се използуват етажирани вертикално, синфазно възбуждани вертикални диполи. Под височина на антената се разбира възможно най-голямата дължина на излъчвателя, измерена от повърхността на земята до горния му край. Към една дървена мачта с дължина 12 m би могло напр. да се закрепи вертикален излъчвател, който да стърчи над нея още на 3 m, с което би се получила обща дължина на антената 15 m. Това е достатъчно, за да се постигне електрическа дължина на излъчвателя 1,5 λ за обхвата 10 m и приблизително 1 λ за обхвата 15 m. Ако се положат грижи за синфазно възбуждане на отделните полувълнови отрязъци, се получава отлична ненасочена антена с усилване като на една диполна редица. Усилването е резултат на намаляването на ъгъла на разтвора във вертикалната равнина. Тези зависимости са дадени в раздел 13.1. Както е известно, един вертикален излъчвател, монтиран



Фиг. 19.29. Двуелементен вертикален насочен излъчвател

непосредствено над добре проводеща земна повърхност, има огледално продължение в земята. В случай на вертикална диполна редица това напр. означава, че антената, показана на фиг. 19.28, се допълва от огледалния си образ в земята до диполна редица с три колинеарни диполни отрязъка, въпреки че общата ѝ дължина е само 3/4 λ. Усилването на една диполна редица, състояща се от 3 синфазно възбудени колинеарни полувълнови отрязъка, съгл. раздел 13.1. възлиза теоретически на 3,2 dB. Следователно на вертикалния излъчвател с дължина 3/4 λ може да се припише същото усилване, стига той да се намира непосредствено над „идеална" земна повърхност. Тъй като обаче винаги трябва да се имат предвид по-големи или по-малки загуби в земята, усилването не достига максималната си стойност; това може да стане само при наличието на много добра заземителна мрежа.

Завъртането на фазата, което е необходимо за синфазното възбуждане, се прави както обикновено чрез четвъртвълнова линия, дадена на края накъсо. Антенната система може да се захрани чрез един извод към шлейфа. Диаграмата на насочено действие във вертикалната равнина, показана на фиг. 19.28, се получава при добра проводимост на земната повърхност. Ъгълът на разтвора във вертикалната равнина е около 20°, ъгълът на възвишение — само около 10°.

19.5. Вертикално поляризирани насочени антени

В радиолюбителската практика рядко се срещат вертикално поляризирани насочени антени, въпреки че техните излъчвателни характеристики по отношение на далечното йоносферно разпространение на сигнала са поне толкова добри, колкото на еднотипните антени с хоризонтална поляризация. При изработването на вертикални антени едва ли се срещат по-големи трудности, отколкото при монтирането на антени с хоризонтална поляризация. Трябва обаче да се отбележи, че вертикалните насочени антени са почувствителни към смущенията от близко разположени отвесни препятствия. Затова те са по-подходящи за използване в открити местности.

19.5.1. Двуелементен вертикален излъчвател

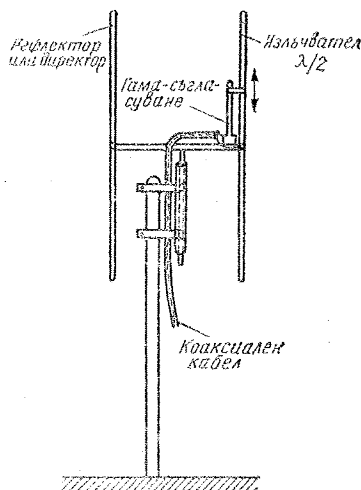
В някои случаи е възможно на подходящо разстояние от активния полувълнов вертикален излъчвател да се постави един рефлектор или директор, напр. когато на съответно разстояние от излъчвателя се намира едно дърво. Това само по себе си нежелано препятствие може да се използва с изгода като носеща мачта за един пасивен елемент (фиг. 19.29).

Чрез превключване пасивният елемент може да се използва по избор като рефлектор или като директор. В обхвата 10 m директорът би трябвало да има дължина 491 cm. Чрез един превключвател може да бъде включен допълнително един отрязък от проводник с дължина 50 cm и пасивният елемент се удължава до 541 cm; с такава дължина той действува като рефлектор.

Така антената може да се използва в две, изместени на 180°, главни направления.

Схемата за съгласуване, показана на фиг. 19.29, представлява един от възможните начини за съгласуване. По принцип могат да се използват всички видове захранване в центъра на излъчвателя, които бяха дадени в раздел 16 (двуелементен хоризонтален насочен излъчвател).

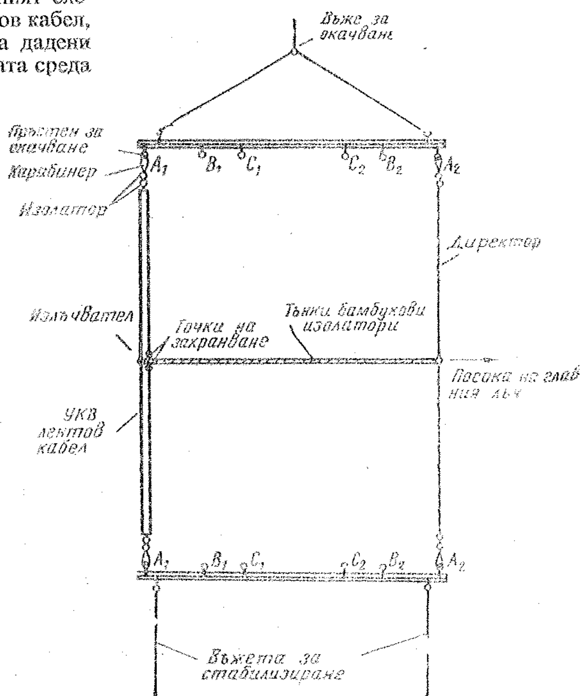
На фиг. 19.30 е показано едно предложение за конструктивно изпълнение на въртяща се двуелементна вертикална антена. В този случай е изгодно коаксиалният захранващ кабел да се съгласува чрез гама-съгласуващ елемент. Елементите могат да бъдат закрепени в геометричната си среда без използуването на изолатори.



Фиг. 19.30. Въртящ се двуелементен вертикален насочен излъчвател

19.5.2. Двуелементен вертикален излъчвател със сменяеми елементи

При тази антена е интересно простото и целесъобразно конструктивно оформление, предложено от *PAØLU*. От електрическа гледна точка тази антена (фиг. 19.31) представлява един нормален двуелементен насочен излъчвател, състоящ се от активен елемент и директор. Директорът е разположен на разстояние 0,1 λ и при оптимално оразмеряване усилването на антената в направлението на главния лъч е 3,5 dB. За да се постигне по-лесно съгласуване към захранващия кабел, активният елемент е изработен от УКВ лентов кабел, двата проводника на който са дадени на края на късо. В геометричната среда



Фиг. 19.31
Двуелементен вертикален излъчвател със сменяеми елементи

на елемента едното от двете жила се прекъсва. Там се включва захранващият кабел. Активният елемент действува като шлейфвибратор. Входното съпротивление е около 60 Ω и затова антената може да се захрани направо чрез една двупроводна линия с вълново съпротивление от 50 до 70 Ω. *PAØLU* използува за целта усукан мрежов кабел, чието вълново съпротивление е от този порядък. Директорът се изработва от многожичен антенен проводник.

Механичната конструкция на антената е показана на фиг. 19.31. Излъчвателите и директорите за всеки от трите обхвата се отрязват предварително и в краищата им се поставят по един изолатор и един карабинер. Резонансната дължина на активния елемент се пресмята по формулата

$$l = \frac{140{,}8}{f},$$

където l е в m, а f — в MHz. Тази дължина в обхвата 20 m е 10 m, в обхвата 15 m — 6,67 m и в обхвата 10 m — 5,03 m. Размерите на директорите са с 5% по-малки.

За носеща конструкция се използуват две импрегнирани дървени летви с дължина по 2,20 m, към които се окачват 6 закрепващи пръстена (фиг. 19.31). Разстоянието между пръстените A_1 и A_2 е 214 cm; тези пръстени служат за окачване на елементите за обхвата 20 m. Двойката пръстени B_1 и B_2 са разположени на разстояние 144 cm. Към тях се закрепват елементите за обхвата 15 m. C_1 и C_2 служат за закрепване на елементите за обхвата 10 m (разстоянието между тях е 108 cm).

Захранващата линия не би трябвало да нарушава равновесието на антенната система. Затова активният елемент и директорът се укрепват в средата си с тънък бамбуков прът, а захранващата линия се прекарва между двата елемента така, че цялата система да бъде в равновесие. Горното окачващо въже трябва да бъде на макара, за да може при смяна на обхватите антената да се сваля лесно. След това трябва само да се подменят елементите, като се внимава само за това, те да бъдат окачвани на предвидените за съответния обхват закрепващи пръстени.

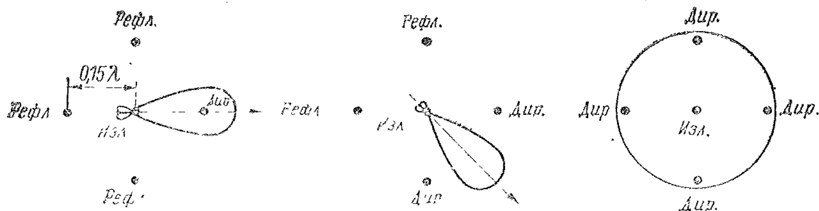
Често съществува възможност за изработване на такава механична конструкция на антената, че последната да може да се завърта аксиално. Така се създава един много прост и въпреки това много ефективен въртящ се насочен излъчвател. Малките трудности и загубите на време при смяната на обхватите се изплащат с лихви чрез добрите резултати, които се постигат с такива насочени антени при малки материални разходи.

19.5.3. Насочена антена QH (Quick-Heading-Beam)

Насочената антена *QH* (*Quick-Heading-Beam*) е една усъвършенствувана модификация на вертикалния полувълнов излъчвател. Тя се състои от един вертикален полувълнов излъчвател с четири пасивни елементи, които са подредени на разстояние 0,15 λ от активния елемент. Дължината на пасивните елементи чрез превключване може да се изменя така, че те по избор да действуват като директори или като рефлектори. По този начин чрез съответно превключване насочената антена облъчва всички посоки, без изменението на направлението на главния лъч да е свързано с въртене на самата антена. По своята ефективност тази антена съответствува приблизително на една 3-елементна Яги-антена; може да се разчита на усилване до 6,5 dB. Механичната конструкция не е проста; като всеки вертикален излъчвател антената QH изисква свободно пространство и добра проводимост на почвата.

На фиг. 19.32 е показана схематично насочената антена QH, погледната отгоре, както и нейната диаграма на насочено действие в хоризонталната равнина при различно включване на пасивните елементи. От фигурата се вижда, че направлението на главния лъч може да има общо 8 различни положения, които са изместени на 45° едно спрямо друго. Ако всички пасивни елементи се включат едновременно като директори, диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина има формата на окръжност.

На фиг. 19.33*а* е показан още веднъж външният вид на антената QH, този път изглед отстрани. За по-голяма прегледност не е начертана носещата



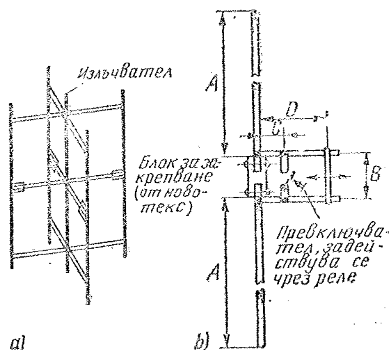
Фиг. 19.32. Насочена антена QH (поглед отгоре) и нейната диаграма на насочено действие в хоризонталната равнина

мачта. Централният активен елемент може да бъде както прав дипол, така и шлейфвибратор (малко по-голяма широчина на пропусканата честотна лента). Входното съпротивление при максимум на тока възлиза на 30 до 40 Ω и във всички случаи трябва да се трансформира до стойност, равна на вълновото съпротивление на захранващия кабел. При използването на шлейфвибратор това става чрез съответен подбор на диаметрите (при коефициент на трансформация $>1:4$ вж. фиг. 4.4; при коефициент на трансформация $<1:4$ — фиг. 19.19). При прав дипол най-изгодно е използването на изпитаното в практиката гама-съгласуване към захранващия коаксиален кабел. Когато съществува такава възможност, е добре захранващият кабел да се отведе до точките на захранване през долната половина на елемента (вж. също фиг. 19.24).

Четирите пасивни елементи са прекъснати в геометричната им среда и са изработени, както е показано на фиг. 19.33*b*. При затворен превключвател пасивният елемент действува като директор, при отворен превключвател — като рефлектор. Превключващите контакти на релето трябва да имат възможно най-малък паразитен капацитет. В табл. 19.3 са дадени практически изпробвани размери на една насочена антена QH. Тъй като при всички вертикални излъчватели настройката по най-голямо излъчване в права посока не е достатъчно еднозначно, настройката се извършва по най-голямо затихване на сигнала в обратна посока. За целта дължината D първоначално се избира малко по-голяма от посочената в таблицата, а мостчето за късо съединение се прави подвижно. Отначало дължината D се подбира, за да се получи най-добро действие като рефлектор, едва след това при затворен превключвател се подбира разстоянието C, за да се получи най-добро действие като директор. Двете настройки трябва да се повтарят, докато се намерят положения, при които повече не се забелязва подобрение на излъчвателните свойства на антената. В такъв случай захранващата линия е съгласувана оптимално към входното съпротивление на излъчвателя.

19.6. Вертикално поляризирани многообхватни антени

Съществуват различни методи за използване на вертикалните излъчватели за работа в няколко обхвата. Ако се използува като основа една четвъртвълнова антена „граунд плейн" и ако е възможно да се реализира антена с височина, отговаряща на най-голямата дължина на работната вълна,



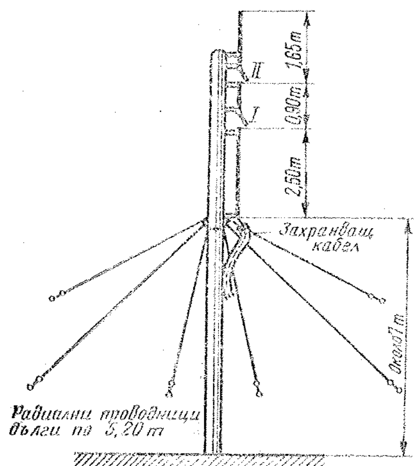
Фиг. 19.33. Насочена антена QH; *a* — изглед отстрани, *b* — пасивните елементи

Таблица 19.3. Данни за оразмеряване на насочена антена QH

	Дължина на излъчвателя	Разстояние до пасивните елементи	Размери съгл. фиг. 19.33 b			
			A	*B*	*C*	*D*
Обхват 20 m	1027	253	460	10	40	90
Обхват 15 m	686	170	307	7	27	60
Обхват 10 m	512	126	230	5	20	45

Всички размери са в cm

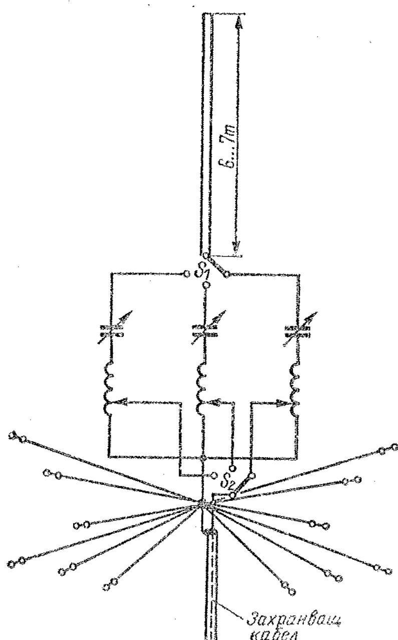
дължината на излъчвателя може да се изменя механически чрез включване на допълнителни части с помощта на въже, вързано към превключвателя, или с реле. Такива конструкции са описани в следващия раздел (19.6.1.). Когато излъчвателят се удължава или скъсява електрически откъм долния си край черз *LC*-елементи, неговата обща дължина е по-малка и механичната му конструкция — по-проста. При този метод обаче винаги трябва да се очакват по-големи или по-малки допълнителни загуби. Накрая. би могло по примера на всевълновата антена *W3DZZ* (раздел 10.2.8.) да се включат в антенния проводник режекторни кръгове, при което механичното превключване отпада и се осъществява действително режим на работа в няколко обхвата. Тези конструкции на вертикални излъчватели са по-сложни и изработването на безупречни от елекрическа и механична гледна точка режекторни кръгове предполага наличието на голям опит. Затова те се произвеждат предимно във фабрични условия.



Фиг. 19.34. Триобхватна антена „граунд плейн"

19.6.1. Триобхватна антена «граунд плейн»

В радиолюбителската литература е описана една триобхватна антена „граунд плейн", която може да се използува на три обхвата чрез превключване на излъчвателя (фиг. 19.34). Изработването на превключвателите, задействувани с въже, поставя някои изисквания за сръчност при механичната работа. Не е лесно тези превключватели да се конструират така, че да работят добре продължително и при всякакви метеорологични условия. Всички размери са дадени на фиг. 19.34. В обхвата 20 m резонанс се получава, когато са затворени превключвателите I и II; ефективната дължина на излъчвателя тогава е 5,05 m, като се приема диаметър на тръбата 40 mm. Ако се отвори превключвателят II, ефективната дължина е 3,40 m и антената е в резонанс за обхвата 15 m. За работа в обхвата 10 m трябва и двата превключвателя да бъдат отворени и тогава се възбужда само най-долният отрязък с дължина 2,50 m. Радиалните проводници на заземителната мрежа имат дължина 5,20 m. Те са наклонени надолу, за да се повиши дотолкова вход-



Фиг. 19.35. Схема на триобхватна антена „граунд плейн"

ното съпротивление на антената, че захранването да стане направо с коаксиален кабел с вълново съпротивление 50 Ω.

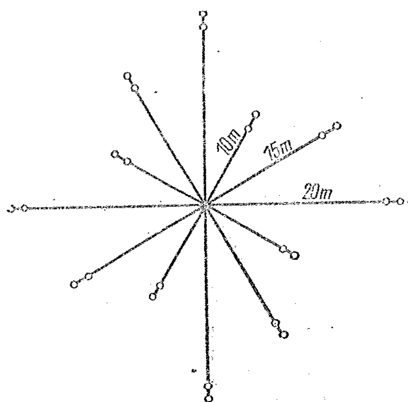
На фиг. 19.35 е показана друга конструкция на превключваема триобхватна антена „граунд плейн". Превключвателите се намират в долния край на антената и са по-лесно достъпни. Вертикалният излъчвател сам за себе си не е настроен в резонанс; неговата дължина би трябвало да бъде между 6 и 7 m.

Излъчвателят се настройва в резонанс чрез звената за настройка, които се състоят от по един променлив кондензатор и една бобина. Контролът на настройката се осъществява с помощта на гриддипметър, който се включва индуктивно към съответната бобина. Превключвателите позволяват да се работи по избор в обхватите 10 m, 15 m и 20 m. Променливите кондензатори трябва да имат краен капацитет 100 pF, а стойността на индуктивностите се установява опитно. Препоръчва се при първоначалното измерване на резонансните честоти да се използува свободно навита бобина от дебел посребрен меден проводник. Бобината трябва да има 15 навивки и диаметър 40 mm.

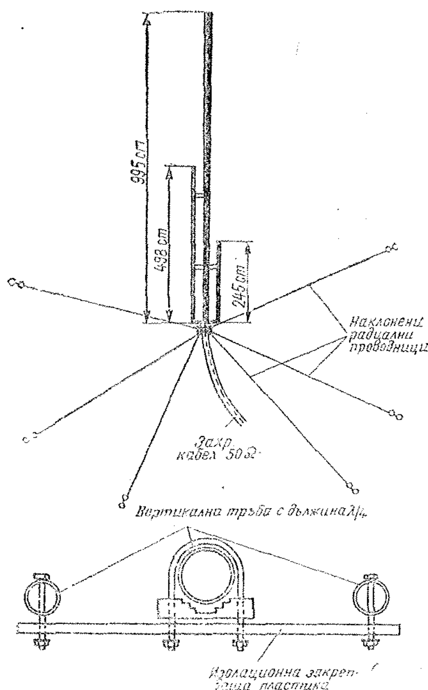
При тази антена за всеки обхват се използуват група радиални проводници от заземителната мрежа, настроени в резонанс. На фиг. 19.36 е показано как са разпределени те около централната обща точка. Радиалните проводници се настройват по описания вече начин с помощта на високочестотен измерителен мост и гриддипметър. Това става поотделно за всеки обхват.

Съгласуването към коаксиалния захранващ кабел става много лесно. Търси се точка върху бобината, в която импедансът съответствува точно на вълновото съпротивление на захранващия кабел. За целта високочестотният измерителен мост се включва между долния край и извода на бобината, захранва се чрез гриддипметъра и мястото на извода се променя дотогава, докато мостът измери желания импеданс. Тази настройка трябва да се извърши много старателно; препоръчва се честотата на гриддипметъра да се контролира непрекъснато с контролен приемник.

Добрата работа на антената зависи от превключвателите. Дали те ще се задействуват механически, чрез въже или дистанционно — чрез релета, — това зависи от желанието и сръчността



Фиг. 19.36. Подреждане на радиалните проводници



Фиг. 19.37. Четириобхватна антена „граунд плейн" без превключватели; *a* — механична конструкция, *b* — закрепване чрез изолатори

на конструктора. Голямо значение има качественият фактор на бобините. Те са разположени винаги в максимум на тока, затова трябва да се осигури добра повърхностна проводимост и голям диаметър на проводника.

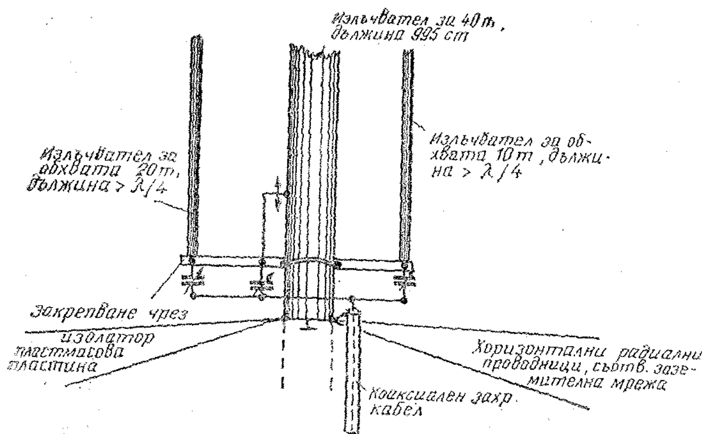
19.6.2. Четириобхватна антена «граунд плейн» без превключватели

На фиг. 19.37 е показана четириобхватна антена „граунд плейн", при която не се използуват усложнени превключватели и схемни елементи, внасящи загуби. Стабилната тръба с дължина λ/4 за обхвата 40 m служи едновременно и за носеща мачта на по един четвъртвълнов излъчвател за обхватите 20 m и 10 m. В долния си край трите излъчвателя са свързани галванически един с друг. Там се включва и вътрешният проводник на коаксиалния кабел с вълново съпротивление 50 Ω. Външният проводник на коаксиалния кабел се свързва с общата точка на радиалите, които трябва да бъдат възможно най-много на брой. Дължината им е 10,35 m. За да се получи приблизително точно съгласуване към коаксиалния кабел с вълново съпротивление 50 Ω, радиалите трябва да са наклонени надолу под ъгъл около 135° (вж. раздел 19.4.1.). Това означава, че долният край на четвъртвълновите излъчватели се намира на височина няколко метра над земята. Препоръчва се разпределение на радиалните проводници като показаното на фиг. 19.36, като трябва да се добавят и проводниците за обхвата 40 m.

Четвъртвълновите излъчватели трябва да се прикрепят към носещата тръба (излъчвателя за 40 m) чрез свързващи пластини от пластмаса с малки загуби (напр. *пилкрил*). Същият начин на свързване (фиг. 19.37*b*) може да се използува и в долния край на излъчвателите. Там обаче свързващата пластина е от метал.

Антената работи по следния начин. В обхвата 40 m действува отрязъкът с дължина 9,95 m; той е малко по-къс от обикновено, защото сравнително големият му диаметър заедно с двата паралелно свързани елемента обуславя едно по-силно скъсяване. Същият отрязък работи като излъчвател с дължина 3/4 λ за обхвата 15 m, при което обаче диаграмата на излъчване във вертикалната равнина се разклонява. За обхватите 20 m и 10 m се използуват два нормално оразмерени четвъртвълнови излъчвателя.

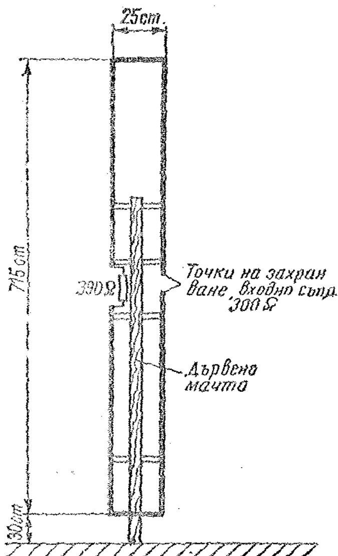
Както вече беше казано, при свободна от препятствия околност най-изгодно е вертикалните излъчватели да се поставят непосредствено над земната повърхност. В такива случаи обаче радиалните проводници трябва да бъдат опънати хоризонтално и входното съпротивление на антената би било от порядъка на 30 Ω. В този случай може да се използува описаният в раздел 19.4.1.5. принцип на удължения „граунд плейн". За целта отрязъците, излъчващи в обхватите 10 m и 20 m, се удължават с около 5/16 λ и след това отново се скъсяват до електрическа дължина λ/4 чрез един последователен кондензатор (както е показано на фиг. 19.20). Така точката на



Фиг. 19.38. Съгласувана четириобхватна антена „граунд плейн"

захранване се „измества" в областта на по-големите импеданси и при съгласуването към какъвто и да е коаксиален кабел не се срещат никакви трудности. Всички необходими данни са събрани в табл. 19.2.

На фиг. 19.38 е показана една примерна конструкция на антена от този тип. По съображения за механична стабилност елементът за обхвата 40 m не е удължаван и е включен като заземен „граунд плейн" (вж. фиг. 19.13). Краят на излъчвателя е заземен направо и съгласуването се извършва чрез компенсиран гама-елемент. Другите два излъчвателя са удължени в съответствие с данните от табл. 19.2 и след това са скъсени електрически чрез променливи кондензатори. Тези елементи са закрепени към заземения среден излъчвател. Те обаче са изолирани от него чрез изолационна пластина. Роторите на трите променливи кондензатора се свързват и образуват шина, към която се включва вътрешният проводник на захранващия коаксиален кабел. Външният проводник на кабела се свързва към основата на заземения излъчвател за 40 m, където са свързани и проводниците на заземителната мрежа. При такава конструкция за носеща тръба (излъчвател за обхвата 40 m) се използува здрава газопроводна тръба, чийто долен край е набит така дълбоко в земята, че свободната му дължина над земната повърхност да бъде 9,90 m. Краят на тръбата би трябвало да се постави в бетонен блок. След това двата удължени четвъртвълнови излъчвателя се закрепват с изолация към долния край на носещия излъчвател (вж. фиг. 19.38). Едно такова съоръжение е същевременно и отличен гръмоотвод.

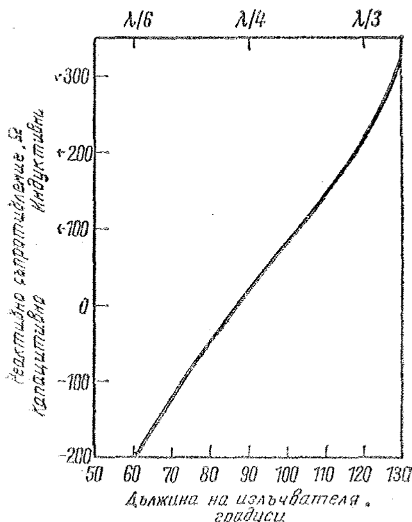


Фиг. 19.39. Многообхватна вертикална антена T2FD

19.6.3. Вертикална многообхватна антена *T2FD*

Антената *T2FD*, използувана като вертикален излъчвател, също дава много добри резултати. На фиг. 19.39 е показана една конструкция, която при обща дължина само 7,50 m е подходяща за DX-обхватите 10, 15 и 20 m. В някои съобщения се изтъква, че тази антена се възбужда добре и на обхватите 40 m и 80 m, но постигнатите резултати не са били особено високи. Така че с една вертикална антена *T2FD* е възможна работа на всички обхвати.

При използуването на товарно съпротивление от 390 Ω, което трябва да разсейва поне 1/3 от мощността на предавателя, входното съпротивление на антената е около 300 Ω. Затова е възможно захранването да стане направо с лентов кабел с вълново съпротивление 300 Ω. Захранването с коаксиален кабел може да се извърши само след предварително симетриране и съгласуване. Симетриращите и съгласуващи елементи се поставят във водонепроницаема кутия, закрепена към дървената носеща мачта. Други конструкции на антени *T2FD* са дадени в раздел 12.2.



Фиг. 19.40. Приблизителни стойности на реактивната компонента на входния импеданс на вертикални излъчватели, разположени над „идеална“ земя, в зависимост от дължината на излъчвателя, изразена в ° (1 λ=360°, λ/4=90°)

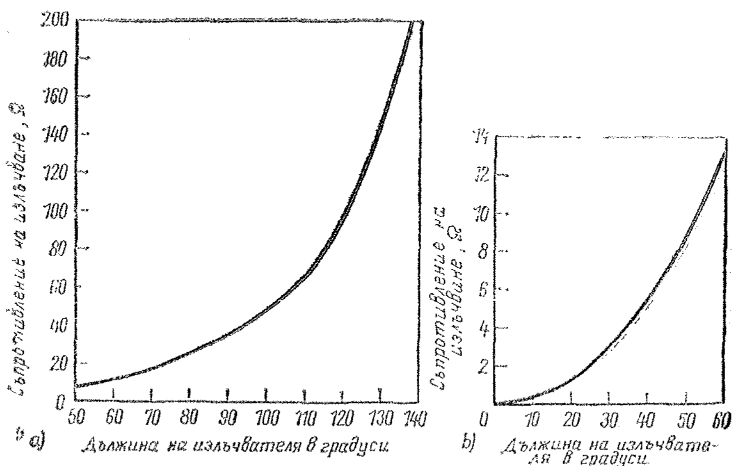
19.6.4. Многообхватни антени «граунд плейн» с превключваеми удължителни бобини

Много практически изработени антени „граунд плейн“ работят с превключваеми удължителни бобини, а някои — и със скъсяващи кондензатори. По принцип вертикалният излъчвател се настройва приблизително в резонанс на един от любителските обхвати; за да може да работи и на по-нискочестотните обхвати, капацитивната реактивна компонента на входния импеданс, която съществува при такъв режим на работа, се компенсира чрез индуктивно реактивно съпротивление (удължителна бобина), за да се получи чисто активен входен импеданс.

Вертикалният излъчвател е твърде дълъг за по-високочестотните обхвати, т. е. той има индуктивно реактивно съпротивление, което трябва да се компенсира със също толкова голямо капацитивно съпротивление (скъсяващ кондензатор).

На фиг. 19.40 са показани приблизителните стойности на реактивното съпротивление на вертикални излъчватели, разположени над идеално проводеща земна повърхност в зависимост от дължината им, изразена в ъглови градуси (1 λ=360°). Това са ориентировъчни стойности, като се приема отношение дължина/диаметър на излъчвателя 1000. При по-дебелите антени (по-малък коефициент *S*) реактивните съпротивления са по-малки, при по-тънки антени (голям коефициент *S*) те нарастват. От диаграмата може да се види, че импедансът преминава през нулевата стойност при дължина на излъчвателя 87°, т. е. не точно при 90°, които отговарят на λ/4. Това се дължи на коефициента на скъсяване на излъчвателя, който определя коефициента *S*. При дължина на излъчвателя >87° реактивното съпротивление е индуктивно („твърде дълъг“), в обратния случай — капацитивно („твърде къс“).

За да се настрои в резонанс един



Фиг. 19.41. Зависимост на съпротивлението на излъчване на вертикални излъчватели, разположени над „идеална" земя от дължината на излъчвателите в °; *a* — за дължини на излъчвателите между 50° и 140°, *b* — за дължини 60°

удължен или скъсен „граунд плейн", от фиг. 19.40 се определя приблизително реактивното му съпротивление и след това от фиг. 6.19 или фиг. 6.20 — индуктивността на удължителната бобина, съотв. капацитетът на скъсяващия кондензатор. Тъй като фиг. 19.40 дава само ориентировъчните стойности, бобините и кондензаторите трябва да могат да променят стойността си.

Съпротивлението на излъчване на един вертикален излъчвател, разположен над идеално проводеща земна повърхност, може да бъде отчетено от графиките на фиг. 19.41. То зависи от дължината на излъчвателя. Съпротивлението на излъчване на една четвъртвълнова „граунд плейн" антена ($\lambda/4=90°$) е 36,6 Ω; при дължина на антената $\lambda/3$ ($=120°$) то нараства на 100 Ω; при дължина $\lambda/6$ ($=60°$) съпротивлението на излъчване спада на около 13 Ω. При още по-голямо скъсяване на антената ($<60°$), което се среща често напр. при автомобилните антени, съпротивлението на излъчване става извънредно малко. Това следва от фиг. 19.41*b*.

От уравн. (19.6) може да се види, че входното съпротивление на излъчвателя R_E е равно на сумата от съпротивлението на излъчване R_S и загубното съпротивление R_v. В пространството се излъчва обаче само енергията, падаща се на съпротивлението R_S, докато частта от енергията, попадаща в R_v, се преобразува в топлина. На практика това означава, че при едно и също загубно съпротивление коефициентът на полезно действие на антената става толкова по-малък, колкото по-малко е съпротивлението на излъчване. Тези зависимости ще бъдат показани нагледно с един прост пример.

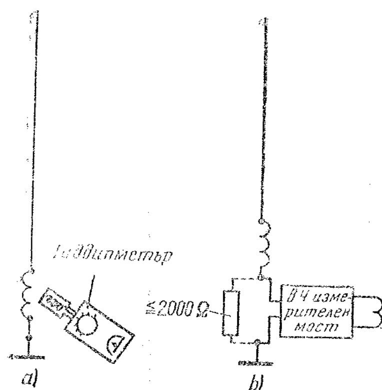
Пример

Един вертикален излъчвател, разположен над земята, има дължина $30°=\lambda/12$. Капацитивната реактивна компонента на входния импеданс е компенсирана чрез една индуктивност (удължителна бобина) и може да се приеме, че входният импеданс R_E е чисто активен.

Според фиг. 19.41*b* съпротивлението на излъчване при дължина на излъчвателя 30° е $R_S=3$ Ω. Входното съпротивление R_E, измерено с измерителен мост, се оказва равно на 10 Ω. Тъй като съгласно уравн. (19.6) $R_E=R_S+R_v$, може да се приеме, че сумата от загубните съпротивления $R_v=7$ Ω ($R_v=R_E-R_S=10-3=7$).

Коефициентът на полезно действие на антената се пресмята по формулата

$$\eta=\frac{R_s}{R_s+R_v}=\frac{R_s}{R_E}. \qquad (19.11)$$



Фиг. 19.42. Измерване на параметрите на удължени вертикални излъчватели; *a* — измерване на резонансната честота с гриддипметър, *b* — измерване на входния импеданс с високочестотен измерителен мост

Ако се заместят данните от примера, се получава

$$\eta=\frac{3}{10}=0,3\ (=30\%)\ .$$

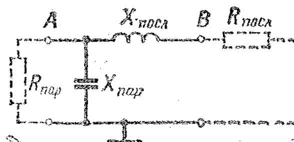
Ако при същото загубно съпротивление R_v излъчвателят беше дълъг 60°, съпротивлението на излъчване, определено от фиг. 19.41*b*, би било 13 Ω и коефициентът на полезно действие би нараснал на

$$\eta=\frac{13}{20}=0,65(=65\%).$$

Трябва да се приеме, че един вертикален излъчвател, използуван в няколко любителски обхвата, се настройва за всеки от тях в резонанс чрез превключваеми удължителни бобини със съотв. коефициенти на скъсяване, затова входното му съпротивление R_E е чисто активно при работа в който и да е обхват. Резонансното състояние се контролира лесно с помощта на гриддипметър. Ако той се свърже към използуваната в момента удължителна бобина, както е показано на фиг. 19.42*a*, може да се отчете резонанс в съответния любителски обхват. Долният край на бобината трябва да бъде свързан със заземителната мрежа.

Следващата задача е да се съгласува входното съпротивление на излъчвателя R_E към вълновото съпротивление Z на захранващия кабел. Отначало трябва да се определи входното съпротивление на антената; това става най-лесно чрез високочестотен измерителен мост (вж. раздел 31.). Изчисленията най-често позволяват да се определят само приблизителни стойности, защото загубните съпротивления, които, както е известно, също влизат във входното съпротивление, могат да се оценят ориентировъчно. Високочестотният измерителен мост се свързва на мястото на захранващия кабел (фиг. 19.42*b*) и трябва да се захранва със съответната резонансна честота. Случва се поради наличието на смущаващи полета на разсейване да не може да се установи точно и еднозначно нулата на индикатора на измерителния мост. В такъв случай помага паралелното включване на едно безиндуктивно съпротивление със стойност $\leqq 2000\ \Omega$ (начертано с прекъснати линии). Влиянието му върху резултатите на измерването може да се пренебрегне. Ако измерената стойност на R_E се отличава незначително от вълновото съпротивление на захранващия кабел, не си струва да се полагат усилия за допълнително съгласуване и в този обхват излъчвателят може да се захрани направо. Във всички останали случаи най-просто е съгласуването да се извърши чрез реактивен трансформатор.

Една схема, действуваща като реактивен трансформатор, е показана на фиг. 19.43. По-голямото от двете съпротивления се намира винаги в паралелния клон и затова се означава с $R_{пар}$. По-малкото съпротивление $R_{посл}$ е включено последователно. Това означава, ако входното съпротивление на излъчвателя има по-голяма стойност от вълновото съпротивление на кабела, то $R_E=R_{пар}$ и следователно антената трябва да бъде включена в точката А, а вътрешният проводник на кабела —



Фиг. 19.43. Реактивен трансформатор ($R_{пар}>$ $>R_{посл}$)

в точката В. В обратния случай ($Z > R_E$) вълновото съпротивление на кабела заема мястото на $R_{пар}$ и антената се включва в точката В ($R_E = R_{посл}$).

След тези предварителни разяснения трябва да бъде пресметната стойността на индуктивното съпротивление $X_{посл}$ и капацитивното съпротивление $X_{пар}$. Първо се определя работният качествен фактор:

$$Q = \sqrt{\frac{R_{пар}}{R_{посл}} - 1}. \quad (19.12)$$

Оттук се получава индуктивното съпротивление $X_{посл}$:

$$X_{посл} = Q.R_{посл}. \quad (19.13)$$

Капацитивното съпротивление $X_{пар}$ е равно на

$$X_{пар} = \frac{R_{пар}}{Q}. \quad (19.14)$$

Пример

Измерено е входно съпротивление на един вертикален излъчвател, равно на 10 Ω. Захранването трябва да стане чрез коаксиален кабел с вълново съпротивление 50 Ω. $R_E < Z$, затова $R_E = R_{посл}$ и $Z = R_{пар}$.

Според уравн. (19.12)

$$Q = \sqrt{\frac{50}{10} - 1} = \sqrt{4} = 2.$$

Съгласно уравн. (19.13)

$$X_{посл} = 2.10 = 20\Omega,$$

а съгл. уравн. (19.14)

$$X_{пар} = \frac{50}{2} = 25\Omega.$$

Сега от фиг. 6.19 може да се отчете индуктивността, съответствуваща на реактивно съпротивление 20 Ω в зависимост от работната честота, а от фиг. 6.20 — капацитетът, съответствуващ на реактивно съпротивление 25 Ω. Тези диаграми понякога не са достатъчни и затова също така бързо и с по-голяма точност индуктивността и капацитетът могат да се пресметнат по следните формули:

$$L = 0{,}159 \frac{X_{посл}}{f} \quad (19.15)$$

и

$$C = \frac{159\,000}{X_{пар}.f}, \quad (19.16)$$

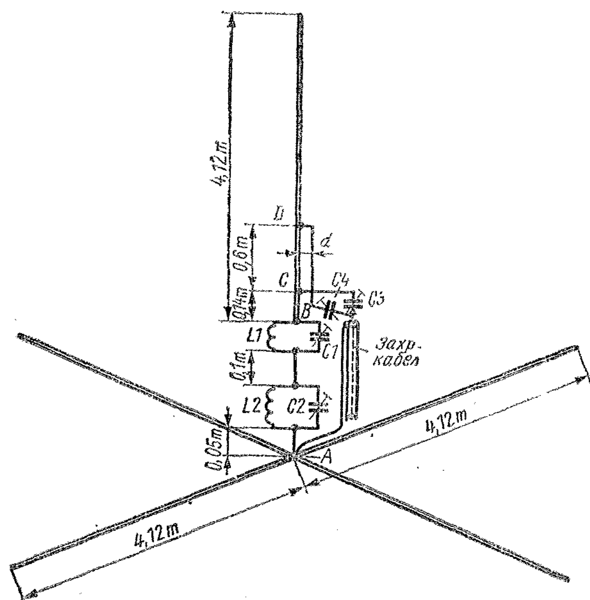
където L е в μH, C — в pF, f — в MHz, а X — в Ω.

19.6.5. Вертикални многообхватни антени с многолентови кръгове

На фиг. 19.44 е показана схемата на една триобхватна антена „граунд плейн", при която са използувани един вертикален излъчвател с дължина само 4,12 m и четири също толкова дълги радиални заземителни проводници. С тези размери антената има резонанс при дължина на вълната между 15 и 20 m. Би могло дължината на излъчвателя и на радиалите да се намали максимално до 3,35 m; в този случай обаче коефициентът на полезно действие би намалял и двата многолентови кръга би трябвало да бъдат съответно преоразмерени. Затова се препоръчва да се запазят размерите, изпробвани от *VK2AZN*.

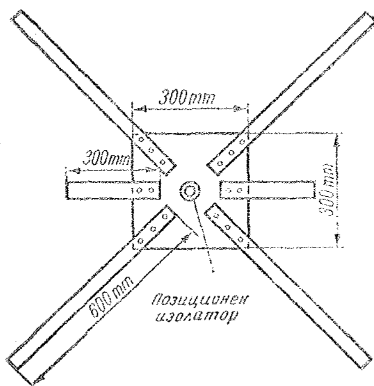
Всички елементи са изработени от тръба от лек метал с диаметър 25 mm. Диаметърът на тръбата и профилът на елементите по принцип са без значение. Двата паралелни трептящи кръга L_1—C_1 и L_2—C_2, включени в долния край на вертикалния излъчвател, настройват в резонанс вертикалния излъчвател и радиалните проводници. L_1 се състои от отрязък от проводник с дължина 165 mm и диаметър от 2,0 до 2,5 mm, който е огънат в полукръг. L_2 има две навивки от същия проводник, като диаметърът на бобината трябва да бъде 38 mm, а дължината ѝ — 13 mm. Проводникът, свързващ долния край на L_2 с общата точка на радиалните проводници, е дълъг 50 mm. Разстоянието между двете бобини е 100 mm. C_1 (160 pF) и C_2 (60 pF) са въздушни тример-кондензатори, съотв. комбинация от подходящи постоянни кондензатори и тримери. Като правило те се поставят във водонепроницаема пластмасова кутия.

Съгласуването към един коаксиален



Фиг. 19.44
Схема на триобхватна антена „граунд плейн" с многолентови кръгове

захранващ кабел може да стане индуктивно (чрез L_1 или L_2). *VK2AZN* обаче е открил метод, който се отличава с механична стабилност и безупречна работа от електрическа гледна точка. По принцип е използувано гама-съгласуване (вж. раздел 6.3.). Външният проводник на кабела се свързва с централната точка A. Плътно до вътрешния проводник на кабела се намират въздушните тримери C_3 и C_4 (55 pF, съотв. 52 pF). C_3 служи за съгласуване в обхвата 28 MHz и настройката му е доста критична. Чрез C_4 коаксиалният кабел се съгласува за обхватите 14 MHz и 21 MHz; тук резонансната крива не е толкова остра. Линията между C_3 и вертикалния прът се състои от дебел проводник и трябва да бъде възможно най-къса. Разстоянието B—C възлиза на около 140 mm и не е критично. При свързването на C_4 към точката трябва да се има предвид това, че линията трябва да бъде успоредна на вертикалния излъчвател. Разстоянието *d* трябва да е възможно най-малко, за да се получи добро съгласуване в обхвата 14 MHz. Ако обаче *d* е твърде малко, коефициентът на стоящи вълни в обхвата 28 MHz се увеличава много. Като изгоден компромис е предложено разстоянието *d* да бъде 20 mm. Съгласуващата линия трябва да се закрепи механически към точката *D* така, че успоредността ѝ към вертикалния елемент да се запазва постоянна.



Фиг. 19.45. Дървена носеща основа на триобхватната антена „граунд плейн"

За основа на механичната конструкция *VK2AZN* е избрал четириъгълна плоча от дърво или подходяща пластмаса с дебелина 25 mm и дължина на страната 300 mm (фиг. 19.45). Както е показано на фигурата, към тази плоча са закрепени с винтове 4 дървени летви

с дължина 600 mm, широчина 80 mm и дебелина 50 mm, които служат за носещи рамена на четирите радиални тръби. Две други дървени или пластмасови летви с дължина около 300 mm служат за закрепване на елементите на трептящите кръгове, съответно на захранващата система. В средата на основната плоча се намира изолатор, който поема вертикалния излъчвател. Към електрическите качества на този изолатор не се поставят някакви високи изисквания, защото в долния край на вертикалния излъчвател съществуват само незначителни високочестотни напрежения. За да се осигури достатъчна стабилност на вертикалния прът, той се укрепва с 4 обтяжки. Те са свързани на около 1,20 m над долния край и са опънати към радиалните тръби, към които се свързват също на 1,20 m от общата им централна точка. Ако тези обтяжки са изработени от жица, трябва да се прекъснат електрически с изолатор най-малко на 0,6 m от точката на закрепване.

Грубата настройка на антенната система се извършва отначало с един гриддипметър, преди още да се свърже захранващият кабел. Предполага се, че радиалните тръби се намират поне на 0,3 m над земята. Гриддипметърът се свързва индуктивно към L_1, съответно L_2. С L_2 и C_1 се получава резонанс за честота 21MHz, а C_2 се използува главно за обхвата 28 MHz. Измененията на L_1 влияят преди всичко на резонанса за честота 14 MHz. Съществува зависимост на отделните настройки една от друга.

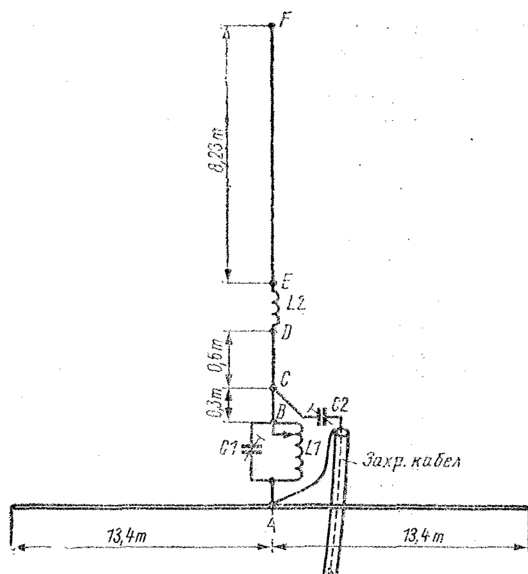
Отначало стойността на C_1 се избира 160 pF, на C_2 — 60 pF. Общо взето, трите резонансни честоти, измерени от гриддипметъра, вече попадат или са близо до трите любителски обхвата. Желаните работни честоти се настройват чрез последователно изменяне на настройващите елементи L_1—C_1—L_2—C_2. Накрая се свързва захранващият кабел, при което точката на свързване С е разположена 140 mm над точката В. Разстоянието В—D възлиза на 740 mm. C_3 първоначално има стойност 55 pF и C_4 — 52 pF. Като индикатор за възможно най-доброто съгласуване във всичките три обхвата и едновременно за фина настройка на резонансите на излъчвателя е подходящ един рефлектометър (вж. раздел 31.2.2.). Той се включва чрез шлейф към захранващия кабел в точката на захранване на антената или в непосредствена близост до нея. Работният предавател се настройва първо на желаната честота в обхвата 14 MHz и антената се възбужда отначало с по-малка мощност. Рефлектометърът ще измери отразените от антената вълни. След това в бобината L_2 се поставя феритна пръчка. Ако стоящите вълни намалеят, L_1 трябва да се увеличи; в обратния случай L_1 се намалява. Накрая се променя стойността на C_4, докато се получи минимален коефициент на стоящи вълни. След това антената се възбужда от предавателя на работната честота в обхвата 21 MHz. C_1 се променя така, че рефлектометърът отново да даде минимално показание, което означава, че е коригирана настройката в резонанс за честота 21 MHz. Накрая антената се възбужда с честота 28 MHz и се променя стойността на C_2, докато отново се получи минимум на стоящите вълни. Този минимум евентуално би могъл да се намали още повече чрез C_3.

Тъй като тези настройки си влияят взаимно, целият процес трябва да се повтаря, докато се намери оптимумът на настройката за всичките три обхвата. При това се донастройва само с кондензаторите, като винаги първо с C_1, съответно C_2, се донастройва резонансната честота, а след това с C_4, съответно C_3, се коригира съгласуването със захранващия кабел. Промени на L_2, съответно на изводите С или D, са необходими само в изключителни случаи.

19.6.5.2 Двуобхватна антена „граунд плейн" с многолентов кръг за обхватите 80 m и 40 m

Добрите резултати, които са постигнати при триобхватната антена „граунд плейн" чрез използуването на многолентови кръгове, са подтикнали *VK2AZN* да разработи и двуобхватна антена за обхватите 80 m и 40 m. Тя е изработена само с два радиални проводника с дължина по 13,40 m, като общата дължина на вертикалния излъчвател възлиза на около 9,15 m.

Схемата на тази антена е показана на фиг. 19.46. Използуван е само един



Фиг. 19.46
Схема на антена „граунд плейн" за обхватите 80 m и 40 m

паралелен трептящ кръг L_1—C_1. Удължителната бобина L_2 има задачата да увеличи електрическата дължина на вертикалната част на антената до 13,40 m. L_2 има 8 навивки, изработена е от лакиран меден проводник с дебелина от 2,0 до 3,0 mm, диаметърът на бобината е 60 mm, а дължината ѝ — 35 mm. Свободният отрязък от излъчвателя E—F е дълъг 8,23 m. Ако е необходимо, той може да бъде скъсен; в такъв случай трябва да се увеличи L_2, но коефициентът на полезно действие на антената се влошава. Евентуалното удължаване на отрязъка E—F подобрява коефициента на полезно действие; стойността на L_2 трябва да се намали.

Кръговата бобина L_1 има 18 навивки от проводник с диаметър от 2,0 до 2,5 mm. Диаметърът на бобината е 60 mm, дължината ѝ — 65 mm. Добре е бобината да се навие върху керамично тяло с ребра. Бобината е малко по-голяма, отколкото е необходимо, за да може при настройката индуктивността ѝ да се променя. При антената, изработена от *VK2AZN*, след окончателната настройка последните 4 навивки след точката B са били дадени на късо, така че като кръгова индуктивност са действували само останалите 14 навивки. Кондензаторът C_1 е също въздушен тример с максимален капацитет около 100 pF; първоначално неговата стойност се избира равна на 45 pF.

При настройката към L_1 се свързва индуктивно един гриддипметър и чрез C_1 се установява резонанс за честота 7 MHz. Второто резонансно състояние — в обхвата 3,5 MHz — се постига чрез даване на късо на съответен брой навивки на L_1. След като тези елементи се настроят сравнително точно за избраните работни честоти, се включва захранващият кабел. Външният проводник на кабела се отвежда към точка A; непосредствено до края на вътрешния проводник на кабела се намира един въздушен тример с максимален капацитет около 100 pF, който първоначално се нагласява на стойност 85 pF. Проводникът на гама-съгласуващия елемент е свързан в единия си край към C_2, а в другия — към точката C, намираща се на 300 mm над точката B.

При окончателната настройка на резонансните честоти и съгласуването в непосредствена близост до точките на захранване на антената се включва един рефлектометър. Работният предавател отначало се настройва на желаната честота в обхвата 80 m и с този сигнал се възбужда антената. За да се определи какво да се прави по-

нататък, в бобината L_1 се напъхва една феритна пръчка. Ако отразените вълни намалеят, стойността на L_1 трябва да се увеличи, т. е. изводът на мостчето за късо съединение трябва да се премести по посока на точката B. В обратния случай накъсо трябва да се дадат по-голям брой навивки. Когато по този начин се постигне минимум на стоящите вълни, чрез C_2 може да се потърси още по-добро положение. Същият процес на настройка се повтаря и в обхвата 40 m, като резонансната честота се настройва чрез кондензатора C_1, а съгласуването — чрез C_2. Тези настройки се повтарят дотогава, докато се постигне възможно най-добро съгласуване и за двата обхвата. Ако оптималните стойности на C_2 за обхватите 3,5 MHz и 7 MHz се различават, трябва да се направи компромис, като стойността на C_2 се подбере така, че и в двата обхвата да се осигури приемливо съгласуване.

С тази двуобхватна антена също са постигнати добри резултати, така че напълно оправдано е използването ѝ при положение, че липсва достатъчно свободно място за монтиране на друга антена. Разбира се, при тази антена също могат да бъдат използвани повече радиални проводници. Досега не е изследвано как увеличаването или намаляването на броя на радиалните проводници се отразява върху диаграмата на излъчване на тази антена.

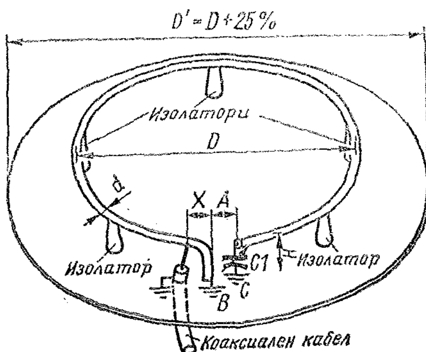
19.7. Антена *DDRR*

Антената *DDRR* се различава напълно от обикновените излъчватели. Става дума за нов вид антена, разработена от *W6UYH* (от англ. *DDRR* = *Directional Discontinuity Ring Radiator*). Както е показано на фиг. 19.47, един хоризонтален пръстеновиден излъчвател е разположен на разстояние H=0,007 λ над една също хоризонтална кръгла заземителна плоча (диск от ламарина). Диаметърът на пръстена е 0,078 λ; това отговаря на обиколка на пръстена 0,25 λ, което, като се вземат предвид коефициентът на скъсяване и капацитивният товар в края на излъчвателя, е достатъчно за установяване на четвъртвълнов резонанс. Променливият кондензатор C_1 служи за фина настройка на резонансната честота на излъчвателя.

При показаното захранване чрез коаксиален кабел се използва гама-съгласуване (вж. раздел 6.3.). Външният проводник на кабела се свързва със заземителната плоча. Вътрешният проводник на кабела се свързва към тая точка от обиколката на пръстена, в която импедансът е равен на вълновото съпротивление на кабела. Чрез съответен подбор на тази точка излъчвателят може да се съгласува към какъвто и да е коаксиален кабел.

Изненадващо е, че въпреки хоризонталното си разположение антената *DDRR* излъчва вертикално поляризирани сигнали. Тя е ненасочена антена и следователно по поляризация и диаграма на насочено излъчване отговаря на един четвъртвълнов „граунд плейн", макар че пръстеновидният излъчвател има много по-малка височина. Тази антена има значение поради незначителната си височина и малката заемана площ и се препоръчва на радиолюбителите, които разполагат с ограничено свободно пространство, и за работа като автомобилна антена в обхватите 20 m, 15 m и 10 m. Има натрупан опит при използването на антената *DDRR* като късовълнов излъчвател; това позволява да се потвърдят добрите ѝ качества.

За съжаление съпротивлението на излъчване R_S на антената *DDRR*, определено чрез измервания и изчисления, е извънредно малко — 0,3 Ω. Следователно сумата от загубните съпротивления R_V също трябва да бъде



Фиг. 19.47. Схема на антената *DDRR*

съвсем малка, за да се получи все пак използваем коефициент на полезно действие. Пръстеновидният проводник трябва да бъде меден или алуминиев и да има възможно най-голяма повърхност (скинефект!). За изолатори и в променливия кондензатор трябва да се използува най-висококачествен диелектрик без загуби. Тъй като настройващият кондензатор е разположен в максимум на напрежението, изисква се и голяма устойчивост ча пробив. Затова като най-изгодно се препоръчва собственоръчното изработване на кондензатора от две успоредни подвижни плочи с въздушна изолация. Не се препоръчва използуването на големи настройващи капацитети при малка обиколка на пръстена, защото коефициентът на полезно действие на антената намалява силно при нарастване на капацитивния товар в края на пръстена.

Предпоставка за добър коефициент на полезно действие, както и при антената „граунд плейн", е доброто високочестотно заземяване. При прототипа на антената *DDRR* то се осигурява от кръгъл метален диск с голяма повърхностна проводимост. Диаметърът на този диск *D′* трябва да е поне с 25% по-голям от този на пръстеновидния излъчвател. Ъгълът на възвишение във вертикалната равнина става толкова по-малък, колкото диаметърът на заземителната плоча е по-голям от диаметъра на излъчвателя. Увеличаване на размерите на заземителната плоча може да се постигне и чрез свързването на възможно най-голям брой радиални проводници към периферията на диска, които са насочени навън. Трябва да се осигури добра галваническа връзка между радиалните проводници и заземителната плоча.

При изработването на една антена *DDRR* за високочестотните любителски обхвати 10 m и 15 m не би трябвало да се очакват трудности, свързани с набавянето на необходимите материали. Трябва обаче да се каже, че може със същите разходи на материали да се построи една антена „граунд плейн", която при пълна височина λ/4 също заема малко място, но има по-висок коефициент на полезно действие и, както са показали измерванията, е „по-добра" от пръстеновидния излъчвател с около 2,5 dB. Не могат обаче да се отрекат механичните предимства на антената *DDRR* при използуването ѝ като автомобилна антена.

Радиолюбителите-късовълновици срещат особени трудности при избора и изработването на ефективни антени за обхватите 80 m и 40 m. Не винаги има достатъчно свободно място, за да се опъне един полувълнов дипол с пълна дължина. Даже когато има такова свободно място, не е лесно да се намерят достатъчно високи точки за окачване на дипола. Сравнително по-малко място е необходимо за една антена „граунд плейн" за обхвата 80 m, която освен това има и предимството, че излъчва във всички посоки. Но колко радиолюбители имат възможност да построят вертикален излъчвател с височина 20 m? Напротив, антената *DDRR* за този обхват има височина само 70 cm, тя обаче изисква метална заземителна плоча с диаметър около 7 m, която би могла да се намери само в изключителни случаи, напр. ако къщата е с плосък ламаринен покрив. Оказва се обаче, че тази метална плоча

Таблица 19.4. Данни за оразмеряване на антени DDRR (фиг. 19.47 и фиг. 19.48)

Любителски обхват	Размери в mm					C_t в pF
	D	*H*	*A*	*d*	λ	
80 m	5500 (6200)	650	300	20	2000	100
40 m	2800 (3280)	350	150	14	1000	75
20 m	1400 (1660)	160	75	10	500	50
15 m	1015 (1180)	120	50	8,5	300	35
10 m	700 (810)	80	50	7	150	25

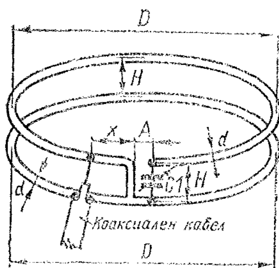
може да се замести от втори, също толкова голям метален пръстен. Така се получава конструкцията, показана на фиг. 19.48. Тя би трябвало да заинтересува радиолюбителите, работещи в обхвата 80 m.

Данните за размерите на антената *DDRR*, събрани в табл. 19.4, се отнасят и за двата вида антени. При опростения вариант, показан на фиг. 19.48, заземителният пръстен има същите размери, както излъчвателят. Разстоянието *H* е минимална стойност; ако то се увеличи, коефициентът на полезно действие също нараства до известна степен. Размерът *X* е ориентировъчен. Оптималното положение на точката на включване на коаксиалния кабел се определя при настройката. Данните за диаметъра на пръстена също са минимално възможните стойности; препоръчва се диаметърът да бъде малко по-голям, за да се използват възможно най-малки капацитети в края на излъчвателя. Тази мярка подобрява и коефициента на полезно действие. Данните, напечатани в табл. 19.4 в скоби, отразяват това обстоятелство и представляват диаметрите на пръстена при които може да се получи настройка в резонанс при съвсем малък товарен капацитет в края на излъчвателя.

Диаметърът *d*, общо взето, трябва да е възможно най-голям, тъй като заради извънредно малкото съпротивление на излъчване загубите в проводника могат да намалят силно коефициента на полезно действие. Освен това чрез тънки проводници се намалява и без друго неголямата широчина на пропусканата честотна лента. Диаметрите *d*, посочени в табл. 19.4, се отнасят за проводници от мед, съотв. чист алуминий, и трябва да се разглеждат като минимални стойности. Честотно зависимото загубно съпротивление, предизвикано от скинефекта, възлиза средно на 0,16 Ω. Това означава, че при съпротивление на излъчване от 0,3 Ω може да се разчита на коефициент на полезно действие η от 0,6.

Ако при огъването на проводника се срещат трудности, пръстеновидният излъчвател може да се изработи и като многоъгълник (от отделни прави отрязъци).

При настройката на антената *DDRR* първоначално трябва да се отстрани захранващата линия. Чрез един гриддипметър, който е свързан индуктивно към прегъвката на заземеното рамо на излъчвателя, се измерва резонансната честота. Тя се коригира чрез C_1, докато попадне в желания любителски обхват. След това антената се възбужда през захранващата линия с предварително определената резонансна честота. Като се изменя точката на включване на вътрешния проводник на кабела (отрязъка *X*), се търси мястото върху пръстеновидния излъчвател, при което рефлектометърът, включен към захранващата линия, измерва най-малък коефициент на стоящи вълни. Там вътрешният проводник на кабела се свързва стабилно и се осигурява добра галванична връзка. Изменения на честотата в рамките на любителския обхват са възможни вече само чрез промяна на C_1.



Фиг. 19.48. Схема на модифицирана антена *DDRR* (не са начертани изолаторите)

Рефлектометърът трябва да остане включен постоянно като работен измерителен уред, защото той служи едновременно и за контролиране на настройката в резонанс чрез C_1. Антената е настроена в резонанс с работната честота, когато уредът измерва минимален коефициент на стоящи вълни.

DJ2RE съобщава някои практични сведения за антената *DDRR*, изработена по фиг. 19.48. Опитната антена е била оразмерена за обхвата 10 m (данни за размерите са взети от табл. 19.4); двата пръстеновидни елемента са били изработени от медна тръба с външен диаметър 7 mm. За фина настройка на антената на мястото на C_1 са използвани две подвижни една спрямо друга медни пластини с размери 60 mm × 60 mm. Като антена за сравне-

ние е бил използуван въртящ се насочен излъчвател (триелементен), монтиран на височина 12 m над земята. Антената *DDRR* е била разположена на 9 m височина и долният ѝ пръстен е бил заземен само през външната, екраниращa оплетка на кабела. При опитите за приемане на излъчените сигнали веднага се разпознава кръговата характеристика на насочено действие на антената *DDRR*; приетите сигнали са били средно две S-деления под тези на въртящия се насочен излъчвател, чието усилване е било точно 8 dB. При работа като предавателна антена чрез *DDRR* са били осъществени 125 връзки на телеграфия и SSB с всички континенти и с всички райони на W. Мощността на предавателя е била ограничена на 150 W.

При оценката на резултатите от опита *DJ2RE* стига до извода, че заради незначителните си размери антената *DDRR* е напълно използуваема, но поне в изследвания честотен обхват не може да се разглежда като нещо повече от помощна антена. По всичко изглежда, че тя — както и антените „граунд плейн“ — е по-малко пригодна за близки връзки.

Може да се осъществи работа на два обхвата, като винаги може да се използува и съседният по-нискочестотен обхват. Когато напр. една антена *DDRR* е оразмерена за обхвата 10 m, тя би могла да работи и на обхвата 15 m. Все пак обаче на обхвата 15 m трябва да се предвиди значително спадане на коефициента на полезно действие. За да може чрез C_1 да се получи настройка в резонанс и за по-нискочестотния обхват, той би трябвало да има максимален капацитет, приблизително 5 пъти по-голям от посочения в табл. 19.4. Разбира се, този кондензатор трябва да бъде защитен от атмосферни въздействия. Тъй като и при работа само на един обхват е добре да се извършва пренастройка на C_1 при изменяне на честотата в рамките на обхвата, се препоръчва това да става дистанционно. Съществуват няколко възможности — чрез обикновени шнурове, чрез асинхронен двигател и пр.

Фирмата *Northop International* използува патентованата антена *DDRR* за служебни нужди. Досега са постигнати диаметри на пръстеновидните елементи до 1500 m (антена за свръхдълги вълни). Заради формата си антената *DDRR* понякога се нарича *хулахуп-антена* или просто *кръгова антена*.

20. Избор на подходяща антена за къси вълни

Начинаещият радиолюбител може да бъде посъветван да изработи някоя от изброените по-долу антени. Всички те са изпробвани, подробно описани и съвременни конструкции, при които разходите и ефективността са в добро съотношение.

Ненасочени излъчватели с малък ъгъл на възвишение във вертикалната равнина и най-малко заемано място за обхватите 10 m, 15 m, 20 m и 40 m: антени „граунд плейн“ (критерий: проводимост на земната повърхност, свободна околност).

Всевълнови антени със слабо изразено насочено действие и малко усилване в DX-обхватите:
всевълнова проводникова антена *W3DZZ*, антена *T2FD* (критерий: товарно съпротивление).

Насочени излъчватели с голямо усилване и незначителни разходи за материали. Това са странично излъчващите антени с две направления на главния лъч. В обхват 10 m, 15 m, 20 m и 40 m се използува Н-образната антена „Лейзи ейч“ (критерий: височина на окачване).

Насочени излъчватели с голямо усилване във всички посоки, използуваеми и като всевълнови антени: V-звезда (критерий: свободното пространство).

Въртящи се насочени антени с голямо усилване за обхватите 10 m, 15 m и 20 m: въртящ се насочен излъчвател *HB9CV*, триелементна Яги-антена, двоен квадрат (швейцарски двоен квадрат), кафезна антена.

Триобхватни въртящи се насочени излъчватели: триобхватна кафезна антена, триобхватен двоен квадрат *VK2AOU*, триобхватен квадрат *CQ-PA*.

Трудно е да се посочи един изразен DX-излъчвател за обхвата 80 m, защото една антена за 3,5 MHz с голямо усилване изисква такива дължини на елементите и височина на окачване, каквито най-често не са по силите на един радиолюбител. В този обхват радиолюбителите използуват предимно антени тип „дълъг проводник“; който може да си позволи това, изработва V-образна антена. Проводниковата пирамида би могла да намери място в някоя малка градинка зад къщата, без да пречи особено. Тя е една пълноценна, достойна за препоръчване антена за обхвата 80 m, чиято средна мачта може да бъде използувана за окачване и на други антени. Радиолюбителят, който не иска да има особени разходи и разполага със съответното свободно пространство, може да използува полувълнов дипол с обща дължина около 40 m.

В повечето случаи обаче се предпочитат всевълновите антени, например антената *W3DZZ*, която на обхвата 80 m „все още“ работи, но едновременно с това има добри качества на останалите любителски обхвати.

20.1. Най-добрата антена за DX-радиовръзки

Едно запитване към „кралете на DX-връзките“ в света относно най-ефективната антенна система е дало следните резултати:

— най-добрият DX-излъчвател е антената „двоен квадрат“;

— въртящата се еднообхватна триелементна Яги-антена е разпространена най-силно;

— максимални DX-резултати се постигат само с въртящи се антени;

— пръчкообразните антени, включително вертикалните излъчватели, се оценяват като сравнително малко резултатни;

— височината на окачване е по-важна от вида на антената;

— благоприятното местоположение (напр. много добра проводимост на земната повърхност, добрите топо-

графски условия) могат да компенсират до голяма степен недостатъците на антената.

Единодушно за най-добра DX-антена е обявен *двойният квадрат*. Това се потвърждава и от практиката, защото при радиовръзки на много големи разстояния все по-често се констатира, че двойният квадрат превъзхожда Яги-антените. Обяснението е, че двойният квадрат сам по себе си представлява една антена, етажирана във вертикалната равнина. Затова нейният ъгъл на възвишение във вертикалната равнина е по-малък от този на разположените в една равнина Яги-антени със същото усилване. Както вече беше обяснено, един сигнал, излъчен под по-малък ъгъл спрямо хоризонта, може да се разпространи на голямо разстояние с по-малко „скокове" (отражения от слоя F_2), отколкото сигнал, излъчен под голям ъгъл спрямо хоризонта. Следователно този сигнал ще пробива порядко долните слоеве на йоносферата и ще достигне до отдалечената точка, в която се приема, с по-високо ниво, отколкото един многократно отразен и заради това отслабен сигнал.

При допитването височината и местоположението на антената са били окачествени като решаващи за добрата ефективност на DX-радиовръзките. Това също се обяснява с изискването за възможно най-малък ъгъл на възвишение във вертикалната равнина. Както следва от фиг. 3.12, при височина на антената, равна на 1/4 λ или нечетно число пъти по-голяма от λ/4 (3/4 λ, 5/4 λ и т. н.), излъчването е насочено доста нагоре; желаното излъчване с малък ъгъл на възвишение се получава при височина на антената λ/2 или цяло число пъти по-голяма от λ/2 (1 λ, 1,5 λ, 2 λ и т. н.). Тези данни обаче се отнасят за идеално проводеща земна повърхност, каквато рядко се среща. В зависимост от проводимостта на почвата „имагинарната" земя е разположена поплитко или по-дълбоко по земната повърхност. Ефективната дължина (височина) на антената, пресметната спрямо работната дължина на вълната, в зависимост от проводимостта на земната повърхност може да бъде поголяма от геометричната дължина (височина) на антената. При лошо състояние на почвата „имагинерната" земя може да бъде на няколко метра под повърхността. Разположените над нея пластове с по-малка проводимост действуват като диелектрик със загуби, който преобразува в топлина по-голяма или по-малка част от излъчването. Това неблагоприятно положение може да бъде подобрено чрез една по възможност най-голяма по площ заземителна мрежа, разположена върху или малко под земната повърхност. Това се прави като правило при радиопредавателите за служебно ползуване.

20.2. Преценка на данните за усилването на антените

Усилването на антената представлява една теоретическа стойност, която се базира на някакъв еталонен излъчвател и дава сведение единствено за това, до каква степен интензитетът на излъчването на антената в направлението на главния лъч нараства спрямо интензитета на излъчването на еталонната антена. В много случаи данните за усилването са непълни, защото не е посочена еталонната антена, използувана за сравнение. За еталонна антена обикновено служи полувълновият дипол, но се използуват също така и елементарният дипол и сферичният излъчвател (вж. раздел 3.2.3.2.). Затова в зависимост от еталонната антена данните за усилването могат да варират до 2,15 dB. Когато напр. известни чуждестранни фирми посочват усилване 9 dB за произвежданите от тях 3-елементни Яги-антени, трябва да се има предвид, че това усилване е дадено спрямо един сферичен излъчвател. Ако — както обикновено — то се пресметне спрямо един полувълнов дипол, за същата антена се получава усилване 6,85 dB. Това е една стойност, която вече е близка до максимално възможната стойност, достижима в любителски условия с 3-елементна Яги-антена.

Много често при определяне на усилването на антената се използуват погрешни методи за измерване. Тази констатация важи особено силно за любителските измервания в късовълновия обхват. Разходите за точното определяне на усилването надвишават значително възможностите на един радиолюбител. Тъй като не могат да

приложат точни методи, радиолюбителите посочват данни за усилването, които се базират главно на сравнителните резултати, постигнати на практика. Съществуват много възможности при тези сравнения да се направи грешка.

Погледнато откъм страната на радиолюбителя, нито точните данни за усилването на индустриално произвежданите антени, нито данните, посочени повече или по-малко „на око" от други радиолюбители, имат някаква особена стойност, когато става дума за оценка на късовълновите антени. В лабораториите на фирмите-производители измерванията се правят в определени, много близки до идеалните условия на окръжаващата среда, с каквито радиолюбителят никога не разполага; любителските измервания са валидни само за определени неповторими съвкупности от антена и околност и за съществуващото в момента на измерването състояние на йоносферата. Затова при оценката на практическата използуваемост на една късовълнова антена данните за усилването на антената не трябва да имат решаваща роля.

21. Антени за ултракъси вълни

Под УКВ антена в тесния смисъл на думата радиолюбителят разбира излъчвател за 2-метровия обхват (144—146 MHz). Този популярен любителски обхват в честотно отношение се намира между обхвата на УКВ ЧМ-разпръскването и III телевизионен обхват, така че и в него се използуват същите типове антени като тези, правени за радиоразпръскване и телевизия, като се различават само по геометричните размери. Съгласно моделния принцип е възможно например една телевизионна антена да бъде преизчислена за употреба в 2-метровия обхват, при което ще се измени само нейната резонансна честота, а останалите електрически показатели ще останат същите. Това дава възможност любителят да ползува с успех полуфабрикати и възли на индустрията, произвеждани за телевизионни антени. Те включват както основните строителни материали за УКВ антени, така и монтажните материали, като например кутии за връзка между кабела и вибратора, държатели на елементите, скоби за връзка между тръбни материали и пр., при това изготвени така, че да са здрави и устойчиви на атмосферни влияния.

Изискванията към параметрите на телевизионните антени обаче малко се отличават от тези, предявявани към една любителска антена за 2-метровия обхват. Телевизионните антени се конструират така, че да имат възможно най-широка честотна лента и входно (изходно) съпротивление 240 Ω. Тук се преследва получаването на тясна хоризонтална диаграма (в Е-равнината) с минимум паразитни листове в диаграмата и максимално затихване в посока назад. Обратно, при една 2-метрова антена широчината на лентата е от второстепенно значение, тъй като обхватът е широк само 2 MHz и сравнително лесно се получава равномерно усилване в такъв обхват. Освен това любителят не е задължен да се придържа към стандартната стойност 240 Ω. Също така страничните листове в диаграмата и малкото затихване в посока назад не са смущаващи фактори от технико-експлоатационна гледна точка. Практически за целите на любителския трафик по-благоприятно е получаването на усилване при една хоризонтална антена за 2 m да става предимно чрез свиване на диаграмата във вертикалната равнина.

21.1. Поляризация на УКВ-антените

В обхвата на късите вълни поляризацията на любителската антена е от второстепенно значение, тъй като вследствие на неравномерните отражения в йоносферата първоначалната поляризация рядко се запазва. Другояче стои въпросът при ултракъсите вълни. Последните нормално не се отразяват от йоносферата и се разпространяват, общо взето, праволинейно.

При разпространение по път без препятствия в границите на теоретическия район на оптическа видимост (вж. раздел 2.4.1.) много рядко се наблюдава въртене на поляризацията. При разпространение на метровите вълни над гъсто заселени или хълмисти райони обаче възникват по-големи или по-малки изменения в началната поляризация. Обикновено в този случай при положение, че поляризацията е линейна, в приемния пункт се наблюдава също линейна поляризация, която е нито чисто хоризонтална, нито чисто вертикална, а е наклонена под ъгъл, който може да има всички стойности между хоризонталата и вертикалата. С оглед на това би било например полезно в места, които са неблагоприятни от гледна точка на

разпространението, да се използува „наклонена под 45° поляризация", като за целта елементите на антената не се монтират нито хоризонтално, нито вертикално, а под „наклон" 45°.

Предавателната и приемателната антена на една свързочна линия в метровия обхват трябва да имат еднаква поляризация. Теоретически погледнато, едно предаване, излъчено с вертикална поляризация, не би трябвало да може да се приеме с хоризонтално поляризирана антена. Тъй като излъчвателните характеристики на всяка реална антена се различават от идеалната картина, при линейни поляризации, сключващи помежду си 90°, трябва да се очаква преходно затихване от „само" 20 dB. Това означава, че в този случай приемната антена ще хваща само една десета от енергията (напрегнатостта) на полето в приемния пункт.

Най-разпространена е линейната хоризонтална поляризация. Много любителски УКВ станции, радиоразпръскването на УКВ (II банд) и по-голяма част от телевизионните предаватели в банд III и банд IV/V излъчват с хоризонтална поляризация. Повечето TV-предаватели в I банд, почти всички подвижни УКВ радиостанции (транспортната връзка, автомобилните телефони, полицейската връзка и т. н.) и любителските станции за местни връзки, тези, монтирани в коли, както и ЧМ транслаторите използуват вертикално поляризирани антени.

Елиптичната, респ. кръговата, поляризация се прилага преди всичко при радиовръзките със спътници и в радиоастрономията. Една приемна антена с кръгова поляризация има това предимство, че тя може да приема еднакво добре и линейно поляризирани вълни независимо от наклона на поляризацията. Това е съществено например при приемане на предавания от спътници, чиято поляризация непрекъснато се мени вследствие собственото въртене на спътника. По същата причина приемането с линейна поляризация е придружено с дълбоки замирания, докато при използуване на кръгова поляризация получаваме сигнал без всякакви замирания. Тъй като в любителския УКВ обхват за целите на широко разпространеното ЧМ ретрансилиране като правило се използува вертикална поляризация, а при нормалния DX-трафик на 2 m — хоризонтална поляризация, поради споменатите погоре причини кръговата поляризация ще добива все по-голямо значение. Описаните тук УКВ антени са представени предимно като такива с хоризонтална поляризация и елементите им са разположени водоравно. Тези антени могат да бъдат и вертикално поляризирани, като се завъртят така, че елементите да заемат вертикално положение. В този случай обаче не може да се гарантира получаването на безупречна диаграма на излъчване, тъй като последната се влияе от също така вертикалните носещи метални мачти. По тази причина вертикално поляризираните УКВ антени биват закрепвани към мачтите най-често посредством хоризонтални конзоли. Различното отстояние между двете половинки на диполите и земята, особено при малки височини на антената, влияе неблагоприятно върху Н-диаграмата на антенната характеристика.

21.2. Указания за постройката и въвеждането в действие на УКВ антени

При УКВ антените също е в сила изискването „колкото може по-високо". Тъй като височината на една антена винаги се пресмята по отношение на работната дължина на вълната, при УКВ-антените това изискване се изпълнява лесно. Една антена за 2 m, която се намира на 10 m над земята, има височина 5 λ. Ако една антена за 20-m обхват трябваше да се издигне също на височина 5 λ, това би означавало излъчвателят да се монтира на 100 m над повърхността на земята.

Добрата УКВ антена трябва да надвишава близколежащите препятствия (сгради, свободни проводници и др.) с около 2 до 3 λ. Издигането на прекомерно високи мачти обаче е икономически неизгодно и има малко смисъл, тъй като с това районът на действие на приземната вълна ще се увеличи незначително, без да се окаже каквото и да е влияние върху разпространението чрез инверсионни слоеве. Може да се счита, че още при височина 2 λ над земната повърхност, респективно над покрива, характеристиката на една хо-

ризонтална антена с голямо приближение отговаря на идеалната диаграма на насоченост. Ако тази предпоставка е изпълнена, може да се смята, че УКВ-антената и в практическите условия на експлоатация ще има показателите, които се дават в описанията за нея. Също както при телевизията и на 2-m обхват преобладават антенните структури под формата на едноравнинни *Яги*-антени. Техните предимства се изразяват преди всичко в сравнително простото производство и малкия разход на материали. Задържат позициите си също и груповите антени, наричани частично още фазови антени, които изискват сравнително по-голям разход на материали и са по-трудни за изпълнение от механическа гледна точка. При тях обаче физическите размери на елементите не са толкова критични, тяхната честотна лента е по-широка и имат характеристики на излъчване, които особено добре отговарят на практическите изисквания при любителски трафик. Също така са популярни и вертикално етажираните Яги-антени с хоризонтална поляризация. При сравнително опростен механически строеж с тях се постига допълнително усилване вследствие на свиването на диаграмата в Н-равнината; по тази причина етажираните Яги-антени имат излъчвателни характеристики, които са подобни на тези при груповите антени. Цяла редица от специални антенни форми за УКВ предлагат на обичащия да експериментира любител обширно поле за дейност. Специалните антенни форми не са успели досега обаче да получат всеобщо значение в 2-m любителска експлоатация.

21.3. Целесъобразният избор на УКВ-антената

Начинаещият в УКВ-то при избора на антена за 2 m трябва да се придържа към лайтмотива „от по-простото към по-сложното“. Възможността със сравнително прости средства да се правят силно насочени УКВ антени с много елементи често изкушава любителите да строят излъчватели с много голямо усилване и остра насоченост, които след това в практическата експлоатация се оказват непрактични и нерентабилни.

Любителският трафик на 2-метровия обхват се различава доста много от трафика на късовълновите обхвати. Докато на къси вълни по всяко време са налице премного станции, на 2-метровия обхват човек може да намери един път няколко партньора само в определени часове на деня или седмицата, като освен това районът на действие при добро топографско разположение е ограничен до 100—200 km. Броят на станциите се увеличава само при далечно прохождение или по време на състезания (контести). Сравнително близките партньори могат да бъдат работени общо взето, с най-прости антени. Антените с тясна хоризонтална диаграма в този случай са неудобни и при популярните „беседи около кръглата маса“ на 2 m например ще изискват постоянно пренасочване към излъчващата в момента станция, докато една антена с широка хоризонтална диаграма в повечето случаи не ще се нуждае от пренасочване. Приятна изненада за УКВ любителя са станциите, с които той още не е „работил“. Ако любителят използува силно насочена антена с малък хоризонтален ъгъл, вероятността да работи една нова станция намалява, тъй като географската посока на новата станция е по принцип непозната. При това положение, ако искаме да сме систематични, би трябвало съответно на малкия ъгъл на диаграмата даването на „общо повикване“ да се извърши в поне 10 различни посоки, като съответно толкова пъти след всяко повикване ще трябва да се прослуша целият 2-метров обхват за повикване-отговор. Познавачът на 2-метровия обхват знае добре колко усилия и време изисква такава процедура. Ако насрещната станция използува също такава остронасочена антена, вероятността за „среща“ става още по-малка. Връзка с нови станции се правят по-бързо и по-сигурно при употребата на излъчватели с голям хоризонтален ъгъл на разтвора. Ако се желае увеличаване на усилването, по-целесъобразно е то да стане чрез вертикално етажиране на по-прости системи, при което вертикалният ъгъл на единичната система се запазва.

Тези констатации важат още повече

за контестите, тъй като честото въртене на антената дава значителна загуба на време и увеличава възможността да „прескочим“ викащата станция. Резултатите от състезанията показват недвусмислено, че изгледите за успех на станциите с тясна хоризонтална диаграма на антената са малки, освен когато местоположението е твърде специално или пък вашият инициал е някаква рядкост.

При обикновената любителска работа малкият хоризонтален ъгъл на излъчване носи повече недостатъци, отколкото предимства, но той се получава неизбежно, когато трябва да се постигне голямо усилване с еднoравнинни Яги-системи (предимно дълги Яги-антени). С това се обяснява фактът, че в експлоатационната практика груповите антени при равно усилване с Яги-антените се оказват по-добри, тъй като при тях усилването се постига чрез свиване на диаграмата във вертикална посока при сравнително широка диаграма в хоризонталната равнина, докато усилването на Яги-антените идва като следствие на малкия хоризонтален ъгъл.

Като обобщение на досегашните разсъждения биха могли да се дадат следните препоръки за избора на 2-метровата антена:

— За средни изисквания са най-рентабилни Яги-антените със средна големина (3 до максимум 6 елемента). По-големите Яги-антени дават по-високо усилване, но утежняват експлоатацията вследствие на малкия си хоризонтален ъгъл.

— По-високи изисквания към усилването на антената удовлетворяват вертикално неколкократно етажираните прости Яги-антени, чийто относително широк ъгъл на хоризонталната диаграма все още позволява безпрепятствена работа на обхвата.

— За преследване на DX, за работа в контести и за връзка на големи разстояния особено препоръчителни са груповите антени.

— Яги-антени с голям коефициент на насоченост (дълги Яги-антени) е най-рентабилно да се използуват за определени специални цели, като например за метеорни връзки и за далечни връзки в определени посоки.

В тази връзка трябва да се напомни и това, че към един мощен 2-метров предавател съответствува един чувствителен нискошумящ приемник и обратно. Ако това „качествено равновесие“ е налице, би трябвало станциите, които могат да бъдат чути, да могат да бъдат работени. Ако това не е така, трябва да се провери к. п. д. на крайното стъпало на предавателя и особено — извличането на енергия чрез връзката с фидерната линия, тъй като опитът показва, че най-често там трябва да се търси грешката (вж. раздел 8.1.1.2.).

22. Антени за 2 m тип „вълнов канал"

Изградените от полувълнови диполи антенни системи, които излъчват максимално по дължината на антенната ос, се наричат антени тип „вълнов канал" или още „надлъжни излъчватели". Антените, които излъчват напречно на своята широка страна, се наричат съответно „напречни излъчватели". Типични представители на надлъжните излъчватели са познатите Яги-антени, докато диполните колони и изградените от групови синфазни излъчватели антени принадлежат към напречните излъчватели.

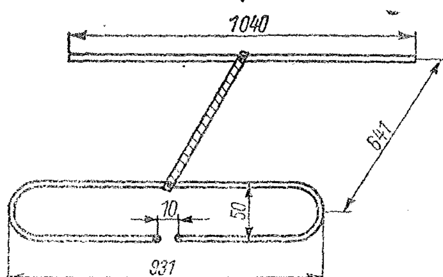
22.1. Насочени антени с 2 елемента

Двуелементните антени, изградени от полувълнови диполи, чиито елементи лежат в една и съща хоризонтална равнина, могат да се разглеждат като граничен случай между надлъжните и напречните излъчватели. Тъй като тяхното разширяване води до Яги-антените, те се разглеждат като надлъжни излъчватели. Най-често двуелементните УКВ антени се състоят от един захранван полувълнов дипол и един паразитен рефлектор. Усилването, което може да се постигне с такава комбинация, е от порядъка на 4 dB, отнесено към полувълновия дипол (вж. фиг. 16.1).

22.1.1. Двуелементна антена с паразитен рефлектор

Една двуелементна антена в целометално изпълнение е показана на фиг. 22.1. Захранваният елемент представлява един сгънат дипол (шлейфвибратор), а разстоянието до рефлектора (0,3 λ) е избрано с оглед на това, да се получи съпротивление в точките на захранването около 240 Ω. При това положение антената може да се захранва директно с лесно намиращия се на пазара УКВ фидер. Всички антени с входно съпротивление 240 Ω симетрично могат да се захранят с 60-омов коаксиален кабел, като в точките на захранване на антената се включи едно полувълново U-коляно (балун — вж. раздел 7.5.). Въпреки че U-коляното е един честотно зависим елемент, не трябва да се страхуваме, че честотната лента ще бъде стеснена под широчината на 2-метровия обхват.

Размерите, които са дадени на фиг. 22.1, важат за диаметри на елементите от 5 до 10 mm, но, общо взето, не са критични. Ъгълът на отвора на хоризонталната диаграма (в E-равнината) е около 75°, докато ъгълът на отвора на вертикалната диаграма (в H-равнината) е около 140°. От тази антена може да се очаква усилване малко под



Фиг. 22.1
Схема на 2-елементна антена за 2 m

4 dB и средно затихване в посока назад около 7 dB.

Носещата конзола (трегерът) е от метал. Елементите могат да бъдат монтирани в своите геометрични средни точки директно към нея (целометално изпълнение).

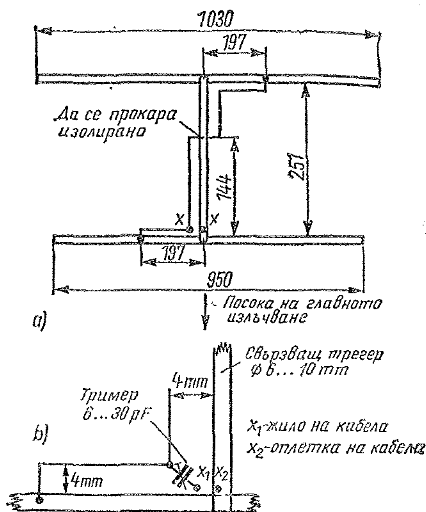
22.1.2. Антена *HB9CV* за двуметровия обхват

Антената *HB9CV* работи също с два елемента. При нея се захранва и рефлекторът, който отстои на разстояние 1/8 λ. Поради малкото междуелементно разстояние антената се получава доста къса по оста, затова тя е пригодна за портативна и мобилна работа. Теорията на тази антена се излага подробно в раздел 14.2.2.

Фиг. 22.2 представя схематично една *HB9CV*-антена за 2-метровия обхват. При дадените размери тя може да се захрани директно с 60-омов коаксиален кабел, като жилото му се свърже към точка X_1, а оплетката — към металния антенен трегер в точка X_2 (вж. фиг. 22.2*b*).

Тримерът 6—30 pF, свързан серийно на жилото, служи да компенсира индуктивната реактивна съставна, внесена от гама-члена. Той се настройва еднократно по минимум стоящи вълни (рефлектометър). След намиране на нужната стойност той може да бъде заменен с постоянен кондензатор със същата стойност (ориентировъчна стойност 12 pF).

Някои литературни източници дават други стойности за разстоянията от средите на елементите до точките на захранване при същите дължини на елементите. При тях например разстоянието 197 mm върху рефлектора е дадено като 130 mm, а разстоянието 197 mm върху директора — като 120mm. При последните размери, за да се съгласува антената към коаксиалния кабел, е било необходимо съгласуващият тример да се включи не последователно на жилото, а паралелно на точките на захранване. За този случай точките X_1 и X_2 на фиг. 22.2*b* трябва да бъдат свързани една с друга, кабелното жило се запоява към ъгловата точка на съгласуващата линия, а ширмовката се свързва към точка X_2. С това се изоставя гама-напасването съгласно



Фиг. 22.2. Антена *HB9CV* за 2 m: *a* — схема на конструкцията, *b* — детайлен чертеж на точката на захранването

раздел 6.3. и се преминава към непълно омега-съгласуване (вж. раздел 6.4.). Тъй като в случая липсва серийният тример, индуктивната компонента на гама-члена не е компенсирана. Затова се препоръчва и при съгласуване с тези изменени размери да се включва сериен капацитет, както е показано на фиг. 6.5.

Двата гама-члена и линията за връзка между тях се изпълняват от проводник с диаметър 2 mm, който може да бъде и изолиран. Трябва да се спази процентното разстояние между фазиращата линия и елементите, респективно трегера, да бъде постоянно и да възлиза на 4—5 mm. Диаметърът на елементите е 6 mm ± 20%.

Диаграмата на излъчването в H-равнината има формата на кардиоида (сърцеобразна крива) с ъгъл на отвора около 75°. По тази причина затихването в посока назад е сранително голямо. В E-равнината двата странични минимума — на 90° и на 270°, са силно изразени. Това позволява получаването на добро засичане със сравнително прости средства при използуване на антената за лов на лисици. От тази антена може да се очаква усилване от порядъка на 5 dB. Практически сравне-

ния при употреба на антената за мобилна работа са показали, че *HB9CV*-антената при по-малък разход на пространство и материали е най-малкото равностойна на една 3-елементна антена тип Яги.

22.2. Къси Яги-антени

Яги-антените бяха разгледани вече в раздел 16. като късовълнови насочени антени. Нещата, казани там, включително указанията за строежа и за материалите, които трябва да се използуват, важат респективно и за УКВ-антените. Усилването на една антена Яги зависи от размерите на параметрите дължина на елементите, диаметър на елементите и разстояние между елементите. Също така и останалите характерни показатели, като съпротивление в точките на захранване, широчина на лентата и излъчвателна характеристика, се определят от тези параметри. Още при три елемента е налице голям брой от възможни вариации по отношение на дължините на елементите и разстоянията между тях, като всяко ново нагласяване води до промени в характерните показатели на антената. С увеличаване броя на елементите се увеличават и вариационните възможности дотолкова, че все по-трудно могат да се обхванат. И до днес не е намерен начин оразмеряването на по-големите Яги-антени да се извършва по изчислителен път. Многобройните експериментални изследвания опровергаха някои по-ранншни възгледи по отношение на Яги-антените. Понастоящем могат да се строят Яги-системи, които притежават не само голямо усилване, но и относително широка честотна лента и съпротивление в точките на захранването 60 Ω, когато като захранващ елемент се използува прав полувълнов дипол.

Има няколко общи правила, с помощта на които може да се ограничат възможните вариации с дължините на елементите и междуелементните разстояния и да се види в каква посока се менят параметрите на антената в зависимост от избора на дължините и отстоянията.

С голямо приближение може да се каже, че рефлекторът трябва да бъде с 5% по-дълъг от захранвания елемент (вибратора). Тази дължина обаче зависи от разстоянието между рефлектора и вибратора, като известно влияние оказва и съотношението дължина/диаметър на елементите. Общо взето, при по-малко разстояние между вибратора и рефлектора последният трябва да е по-дълъг, отколкото при големи разстояния, когато целта е да се получи максимално усилване. Благоприятни по отношение на усилването са рефлекторни отстояния от 0,12 до 0,15 λ. В този случай обаче съпротивлението на вибратора силно се понижава, а честотната лента се стеснява. Затова е по-изгодно да се избира по-голямо рефлекторно отстояние (0,2 до 0,3 λ). При рефлекторно отстояние 0,25 λ съпротивлението в точките на захранването почти не се изменя. Чрез поставянето на няколко настроени рефлектора не се постига осезаемо повишаване на усилването.

Използуването на няколко директора, разположени на подходящи разстояния един от друг, увеличава излъчването в посока „напред" и с това — и усилването. Ако директорът е само един (3-елементна антена) и рефлекторното отстояние е 0,25 λ, максимално усилване се получава при разстояния между директора и вибратора 0,15 до 0,25 λ при положение, че е избрана оптималната дължина на директора. Последната лежи в границите от 0,43 до 0,46 λ. И тук важи същото правило — на най-малко директорно отстояние съответствува най-голяма дължина на директора (около 0,46 λ) и обратно. Ако се използуват няколко директора, тяхната дължина се взема прогресивно намаляваща, така че най-близкостоящият до вибратора директор има най-голяма дължина, а следващите след него директори стават все по-къси. Съществуват обаче и Яги-антени, чиито директори имат еднаква дължина. Всички промени в дължините и отстоянията на паразитните елементи влияят върху резонансната дължина на захранвания елемент.

Антените тип Яги обикновено се строят в целометално изпълнение. Това значи, че всички антенни елементи се закрепват директно без изолация в своите геометрически средни точки (минимум на напрежението) към металния трегер на антената. Това изпълнение не довежда до недостатъци

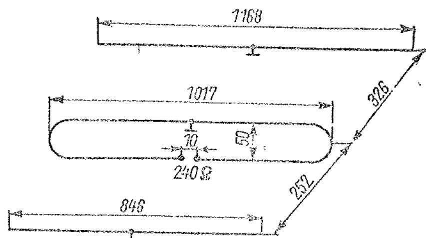
от електрическа гледна точка, като в същото време е много удобно от конструктивна гледна точка, а също така осигурява добра гръмозащита на антената.

Диаметърът на антенния трегер влияе до известна степен върху резонансните дължини на елементите. В дадените понататък описания на антени винаги когато не е указан изрично диаметърът на трегера, ще се има предвид диаметър от 15 до 30 mm. Като общо правило по-дебелите трегери изискват известно удължаване на елементите, а тънките — известно скъсяване. Профилът и материалът, от който е направен трегерът, има второстепенно значение и се определят преди всичко от конструктивни съображения. За временни решения е подходящ също и импрегниран дървен материал, както и профилни материали или тръби от пластмаса.

При Яги-антени с хоризонтална поляризация трегерът се закрепва директно към вертикалната носеща мачта в точката, която се явява негов център на тежестта. По-дългите Яги-структури се укрепват допълнително с подпори към трегера. Яги-антените с вертикална поляризация трябва да се монтират далеч от вертикалната мачта с помощта на една хоризонтална конзола.

Като материал за изготвяне на елементите трябва да се използуват метални тръби или метални пръти. Разбира се, не е задължително да се използуват непременно материали с обичайното кръгло сечение. Тъй като при високи честоти токът тече само по повърхността на проводника (скин-ефект), от електрическа гледна точка е напълно равносилно дали ще се използуват тръби, или плътен материал. Най-добър като проводников материал е чистият алуминий, тъй като е лек и има много добра проводимост. Освен това под влияние на атмосферното въздействие той се покрива с тънък добре изолиращ оксиден слой, който пази сигурно елемента от по-нататъшна корозия, като същевременно не влияе върху повърхностната проводимост. Тази „оксидна броня" често се създава умишлено в индустриално произвежданите антени, като се използува елоксиране или други методи.

Сплавите от леки метали проявяват склонност към образуване на плесенообразни окиси по повърхността си, затова би трябвало те да бъдат защитени от атмосферното въздействие с някакво повърхностно покритие. Медните тръби трябва обезателно да бъдат защитени срещу въздействие на атмосферата, като се покрият с лак или като се посребрят, тъй като в противен случай се образува оксиден слой с полупроводникови свойства, който влошава повърхностната проводимост за високи честоти. Могат да се използуват също и месинг и стомана при условие, че им се направи устойчиво защитно покритие от лак.



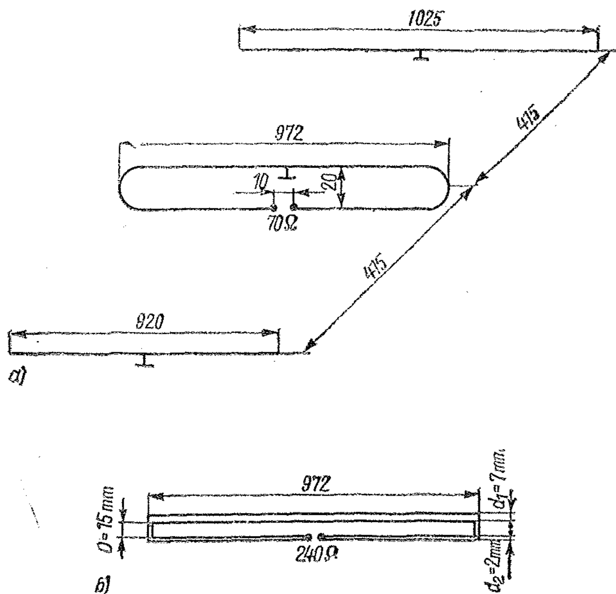
Фиг. 22.3. Схема на една 3-елементна Яги-антена с широка честотна лента

Под въздействие на студа месингът става много трошлив и елементите се чупят лесно. Влошаването на антенните параметри вследствие на по-лошата проводимост на този и други метали, макар и да може да бъде констатирано при прецизни измервания, няма практическо значение.

На следващите страници се дават данни за размерите и за приблизителните параметри на редица практически изпробвания Яги-антени, които са оразмерени за 145 MHz (средата на 2-метровия любителски обхват). Точките, в които има минимум на напрежението и следователно елементите могат да бъдат заземени, са отбелязани върху чертежите на антените. Всички размери са в милиметри.

22.2.1. Яги-антена с 3 елемента

Триелементната Яги-антена, показана схематично на фиг. 22.3, се характеризира с голяма широчина на лентата. Нейното съпротивление в точките на захранване е около 240 Ω, затова може да бъде свързана директно с обикновена плоска УКВ линия. Коаксиал-



Фиг. 22.4
3-елементна Яги-антена с тясна честотна лента и голямо усилване: *a* — схема на конструкцията, входно съпротивление 70 Ω, *b* — изпълнение на захранвания елемент за входно съпротивление 240 Ω

ните кабели могат да се използуват също, като се включат посредством полувълново U-коляно или фабричен симетриращ трансформатор.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 5 до 10 mm
Входно съпротивление — 240 Ω
Дължина на антената — 580 mm
Усилване — около 5 dB
Затихване в посока „назад" — около 14 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈70°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈110° (отнесено към хоризонтална поляризация)

Една 3-елементна антена, която е изпълнена като теснолентова антена, е показана на фиг. 22.4. При използуване на обикновен сгънат дипол входното съпротивление е около 70 Ω — симетрично. Коаксиален кабел би могъл да бъде свързан посредством симетриращ член (вж. раздел 7.). Входното съпротивление би могло да се повиши на 240 Ω симетрично, ако вибраторът се изпълни съгласно фиг. 22.4*b* с различни диаметри на клоновете.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 5 до 8 mm
Входно съпротивление — 70 Ω, респ. 240 Ω
Дължина на антената — 830 mm
Усилване — около 6 dB
Затихване в посока „назад" — около 15 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈65°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈95° (отнесено към хоризонтална поляризация)

22.2.2. 6-елементна Яги-антена

6-елементното Яги, показано на фиг. 22.5, представлява теснолентова система с високо усилване. Под теснолентова тук се разбира антена, която запазва добре параметрите си в целия 2-мегахерцов обхват, но не и доста извън него, какъвто беше случаят с 3-елементната антена от фиг. 22.3. Входното съпротивление на 6-елементното Яги е 70 Ω. То може да се повиши на 240 Ω, ако захранваният сгънат дипол се изпълни съгласно фиг. 22.4*b*,

Фиг. 22.5
6-елементна Яги-антена

при което трябва да се има предвид, че дължината на елемента ще бъде само 946 mm.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 6 до 8 mm
Входно съпротивление — 70 Ω, респ. 240 Ω
Дължина на антената — около 1500 mm
Усилване — около 8,5 dB
Затихване в посока „назад" — около 17 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E) ≈ ≈ 55°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H) ≈ 70° (отнесено към хоризонтална поляризация)

22.2.3. 9-елементна Яги-антена

При дължина на антената 1 λ това 9-елементно Яги дава усилване около 10 dB (фиг. 22.6). И тук се касае до една теснолентова система, която е

Фиг. 22.6. 9-елементна Яги-антена

оразмерена така, че обхватът 144 до 146 MHz се покрива с равномерно усилване на антената. Сравнително малкото затихване в обратна посока не е недостатък при работа в любителски условия, понякога то дори е желателно.

Номиналното входно съпротивление е 240 Ω, така че включването на 60-омов коаксиален кабел става чрез полувълново U-коляно (вж. раздел 7.5.). Ако захранваният сгънат дипол се замести с прав дипол, входното съпротивление става 60 Ω, симетрично.

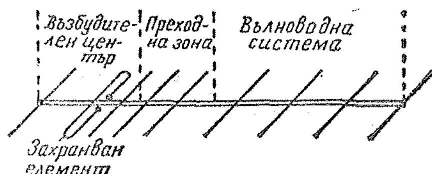
Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 8 до 18 mm
Входно съпротивление — 240 Ω, респ. 60 Ω
Дължина на антената — 2012 mm
Усилване — около 10 dB
Затихване в посока „назад" — около 15 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора $(\alpha_E) \approx$ $\approx 48°$
Вертикален ъгъл на разтвора $(\alpha_H) \approx 58°$ (отнесено към хоризонтална поляризация)

22.3. Дълги Яги-антени

При разглеждане на дългите Яги-антени (т. нар. „дълги Ягита") цялата система се разделя на три зони на действие — възбудителен център, преходна зона и вълноводна система (фиг. 22.7).

Във *възбудителния* или *излъчвателен център* винаги се намира захранваният дипол. Към него спадат освен това наличните рефлектори и елементите, които трябва да разширят широчината на лентата на излъчвателния център (т. нар. компенсационни елементи). Структурата на възбудителния център



Фиг. 22.7. Разпределение на зоните на действие в една антенна система тип „дълго Яги"

определя в значителна степен широчината на лентата и входното съпротивление на едно дълго Яги.

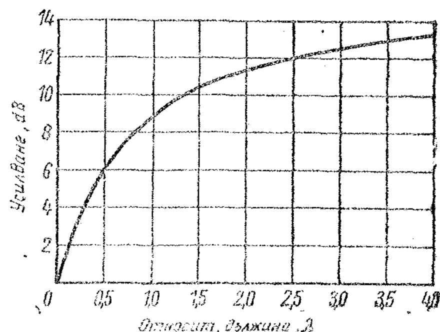
Съседната на възбудителния център *преходна зона* включва един или няколко директора. Те имат задачата да осигурят оптимална връзка между възбудителния център и следващата вълноводна система.

Вълноводната система, състояща се от редица директори, определя в главни линии излъчвателните свойства на дългите Яги-антени. Както показаха последните изследвания, входното съпротивление и честотната лента на възбудителния център не се влияят чувствително от въвеждането на значителни по обем вълноводни системи.

Междуелементните разстояния във вълноводната система могат да бъдат до около 0,35 λ. При по-големи разстояния, напр. при 0,4 λ, се появява бързо влошаване на усилването. При големи разстояния между директорите трябва да се внимава първият директор от преходната зона да бъде отдалечен само 0,1 λ от захранвания елемент (вибратора). По този начин ще се осигури задоволителна връзка между възбудителния център и вълноводната система. Положението и дължината на този първи директор в преходната зона са критични.

Усилването на едно дълго Яги зависи на първо място от дължината на системата, отнесена към работната дължина на вълната. При оптимална гъстота на разполагане на елементите по протежение на дължината усилването на антената във функция от дължината на последната достига стойностите, дадени графично на фиг. 22.8а. Оттам може да се види, че почти няма смисъл антената да се прави по-дълга от около 2,5 λ, тъй като удължаването над тази стойност води до много бавно увеличение на усилването, неоправдаващо бързо нарастващите разходи по конструиране и поддържане на такава дълга система.

Дългите Ягита се строят, като се спазва конструкционният принцип, характеризиращ се с голяма дължина на трегера и едновременно с това голямо разстояние между директорите. Покриването на приетата дължина на антенната структура с относително малко на брой директори, участващи във вълноводната система, позволява да се



Фиг. 22.8
Усилване на дълго Яги във функция от относителната дължина на антената при оптимална гъстота на разполагане на елементите и оптимално оразмеряване (усилването отнесено към λ/2-дипол)

получи лека и проста конструкция, като в същото време се постига същото усилване, което би дала антената при нормална гъстота на елементите. Особено критично е постигането на оптимална връзка в преходната зона. По тази причина при повтаряне на даден образец трябва да се спазват точно всички дадени размери и разстояния.

22.3.1. 5-елементно дълго Яги с оптимално усилване

5-елементното дълго Яги, конструирано от *DM2BUO* и *DM2BWO*, може да се разглежда като прототип на лека и оптимално действуваща любителска антена.

Особеното при тази антена е това, че тя има само директори. Рефлектор не се използува, тъй като концентрирането на енергията в посока напред е толкова голямо, че въвеждането на рефлектор води само до незначително увеличение на усилването от порядъка на 1 dB.

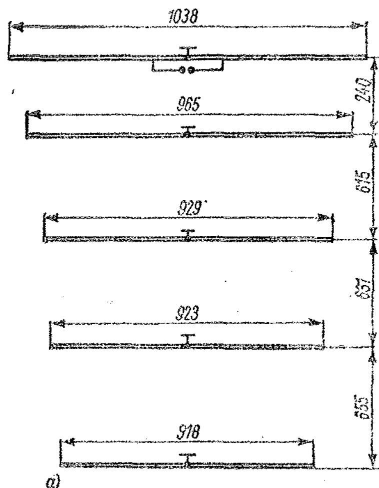
За да се създадат удобства за съгласуване при евентуално етажиране на две такива антени, входното съпротивление на Ягито е подбрано от порядъка на 130 до 150 Ω. То може да получи други стойности чрез изменяне на Т-члена. Това се препоръчва обаче само в случай че е налице измерителна апаратура. Конструктивният чертеж на антената е даден на фиг. 22.9.

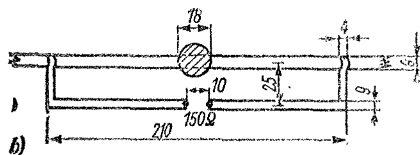
Механични и електрически данни

Диаметър на захранвания елемент — медна тръба 9 mm

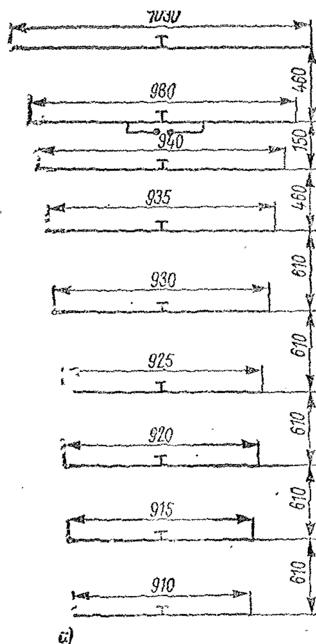
Директори от алуминиева тръба с диаметър 8,5 mm (може да бъде 7 до 10 mm)

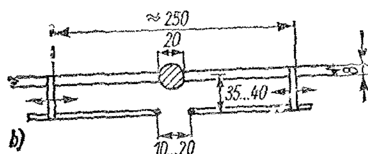
Диаметър на трегерната тръба — 18 mm (може да бъде до 50 mm)





Фиг. 22.9. 5-елементно дълго Яги: *a* — схема на конструкцията, *b* — чертеж на захранвания елемент





Фиг. 22.10. 9-елементно дълго Яги на *DL6WU*: *a* — схема на конструкцията, *b* — чертеж на захранвания елемент

Дължина на антената — 2150 mm
Входно съпротивление — 130 до 150 Ω
Усилване — 10,8 dB
Затихване в посока „назад" — 16,5 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E) ≈ ≈ 44°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H) ≈ 50° (отнесено към хоризонтална поляризация)

22.3.2. 9-елементна дълга Яги-антена

Разработеното от *DL6WU* дълго Яги е една теснолентова система, димензионирана за максимално усилване. То има дължина около 2 λ и е доказало качествата си в многогодишната практика на 2-метровите любители.

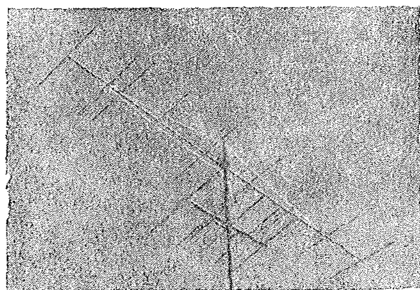
На фиг. 22.10 е дадена строителната схема, а на фиг. 22.11 — едно практическо изпълнение на тази антена от *DM2ZSF*. При нея е постигнато входно съпротивление 240 Ω, като се използва съгласуване с Т-член съобразно фиг. 22.10*b*. Предвидена е възможност за пренастройване на Т-члена в малки граници. Би трябвало също да се осигури възможност за малки корекции в разположението на първия директор по отношение на захранвания елемент.

Механични и електрически данни

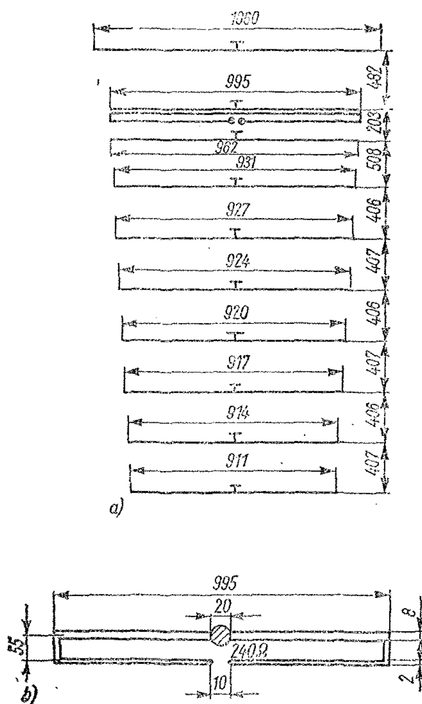
Диаметър на елементите — 4 до 6 mm
Тръба на трегера (стрелата) — диаметър 20 mm
Дължина на антената — 4150 mm
Входно съпротивление — 240 Ω, симетрично
Усилване — около 13,5 dB
Затихване в посока „назад" — около 19 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E) ≈ ≈ 35°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H) ≈ 40° (отнесено към хоризонтална поляризация)

22.3.3. 10-елементна дълга Яги-антена

Дългото Яги, скицирано на фиг. 22.12, представлява теснолентова система с високо усилване. При една дължина от 1,8 λ тя е малко по-къса от току-що описаната 9-елементна антена.



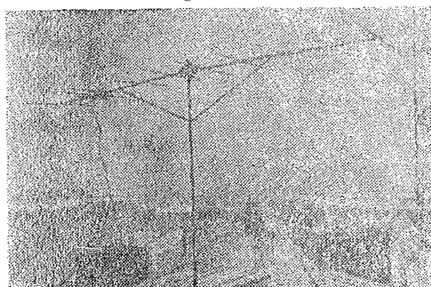
Фиг. 22.11. Практическо изпълнение на ... ментно дълго Яги от *DM3ZSF*; отдо... елементно нормално Яги



Фиг. 22.12. 10-елементно дълго Яги: *a* — схема на конструкцията, *b* — чертеж на захранвания елемент

Поради сравнително голямата гъстота на елементите тя може да бъде разглеждана като преход от нормалните Яги-антени към дългите Яги-антени.

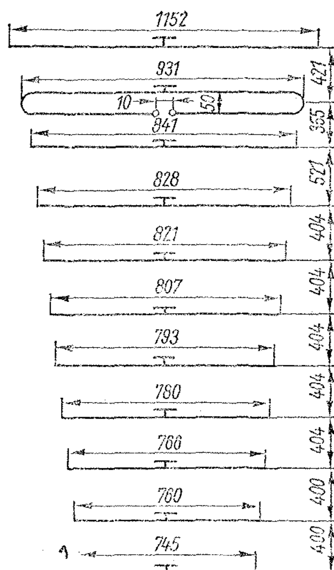
Дадените размери важат за случая, когато като носач на елементите се използува тръба с диаметър 20 mm. И в тази конструкция може да се използува захранване посредством Т-член. На фиг. 22.12*b* обаче е показано по-удобното от електрическа гледна точка решение за захранвания елемент (вибратора). Това е един сгънат дипол с различни дебелини на неговите елементи, който покачва импеданса така, че входното съпротивление става приблизително равно на вълновото съпротивление на една 240-омова линия. В една антена, построена от *OE2BM* по горните данни, се използува Т-съгласуващ член и паразитни елементи с диаметър 3 mm. Тънките елементи осигуряват лесно изпълнение на конструкцията и малко съпротивление на вятъра.



Фиг. 22.13. 10-елементно дълго Яги на *OE2BM*

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 4 mm (допуска се 3 до 5 mm)
Вибратор (вж. чертежа на фиг. 22.12*b*)
Трегер на елементите — метална тръба с диаметър 20 mm
Дължина на антената — 3630 mm
Входно съпротивление — 240 Ω, симетрично
Усилване — около 12,5 dB
Затихване в посока „назад“ — около 19 dB



Фиг. 22.14. 11-елементно дълго Яги

Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈37°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈43° (отнесено към хоризонтална поляризация)

22.3.4. 11-елементна дълга Яги-антена

Тази антена е пример за полезно прилагане на най-новите познания в областта на димензионирането на дълги Ягита (фиг. 22.14). Използуват се относително дебели елементи, а входното съпротивление е от порядъка на 240 Ω, без да се прилагат особени мерки за напасване към захранвания по най-прост начин сгънат дипол. Широчината на лентата на тази антена е сравнително голяма и се простира доста извън границите на 2-метровия обхват (приблизително от 142 до 148 MHz). Антената не притежава максималното усилване, което може да се постигне при такава дължина на системата (вж. фиг. 22.8), но простата ѝ конструкция и добрите ѝ електрически параметри я правят особено подходяща за повторение.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 12 mm
Диаметър на трегера (стрелата) — 15 до 30 mm
Дължина на антената — 4125 mm
Входно съпротивление — около 240 Ω
Усилване — около 12 dB
Затихване в посока „назад" — около 20 dB
Хоризонтален ъгъл на отвора (α_E)≈38°
Вертикален ъгъл на отвора (α_H)≈43° (отнесено към хоризонтална поляризация)

22.3.5. 24-елементно Яги тип «въжена стълба»

Екстремумът на една 24-елементна дълга Яги-антена е разработен от *DJ4OB* (фиг. 22.15). Тази структура има дължина на „носещата стрела" около 16 m и осигурява усилване над 17 dB. Такава мамут-антена не може да се построи, като се използува обикновената „технология", т. е. като се използува носач на елементите от твърд материал с дължина 16 m. Вместо стре-

Фиг. 22.15. 24-елементно дълго Яги тип „въжена стълба" на *DJ4OB*: *a* — схема на конструкцията, *b* — чертеж на захранващия елемент

ла *DJ4OB* използува две найлонови корди (дебелина 1,5 mm, дължина около 16 m), които вървят успоредно една на друга на разстояние 400 mm. На тази двужилна пластмасова линия са укрепени елементите, както е показано на фиг. 22.15, така че цялата структура наподобява на една хоризонтално окачена въжена стълба.

Двете пластмасови корди се поддържат на фиксирано разстояние в краищата си посредством дървени разпорки. Към всяка разпорка са хванати и две въжета, с които антената се окачва.

Всички директори и рефлекторът са от пръчки от лек метал или тръби с диаметър 3 mm. Елементите се закрепват към носещите корди посредством пластмасови шнурчета или къси парченца проводник. За по-добро фиксиране на превръзките към елементите, върху последните на разстояние 400 mm се правят леки жлебове. Друг начин за закрепване е като вместо жлебове се направят дупки с диаметър 1,8 mm на същите места, които предварително са л т леко сплескани. В този случай кордите се прокарват през дупките на елементите.

Захранваният елемент е изпълнен като сгънат дипол, при което се използуват два диаметъра на тръбичките, образуващи рамената му. Правият непрекъснат клон на сгънатия дипол е направен от медна тръба с дължина 998 mm (може да се използува и алуминиева тръба) и диаметър 8 mm (вж. фиг. 22.15*b*). На разстояние 60 mm от него се намира прекъснатият клон на сгънатия дипол, изпълнен с проводник от същия материал, с диаметър 2 mm. Импедансното съотношение (около 6,3) на този сгънат дипол може да се отчете от фиг. 4.4. По този начин входното съпротивление се повишава 6,3 пъти, за да бъде доведено до 240 Ω. Оттук следва, че входното съпротивление на самата антена е около 38 Ω.

Антената се окачва между два твърди опорни пункта, при което е желателно опорната мачта в посоката на излъчване на антената да бъде дървена. В случай че мястото не позволява да се разпъне цялата антена, би могло, без особено голямо влошаване на усилването да се махнат няколко директора. Това не довежда и до забележимо изменение на входното съпротивление. За да се осигури минимално провисване на антената, тя трябва да бъде много силно опъната.

Тъй като, общо взето, пластмасите при опън се разтягат, би трябвало за носещи корди да се използува облечена в пластмаса стъклокоприна, тъй като последната е много устойчива на опън и практически не се разтяга.

Тази супердълга Яги-антена е подходяща предимно като антена с най-високо усилване за далечни връзки на 2 m в точно определена посока. Ъглите на разтвора са от порядъка на 23°. Ако антената трябва да се транспортира до друго място, тя може да бъде навита, като се започне от последния директор, върху картонена тръба с диаметър около 50 mm. Малко „обърканите" междудиректорни разстояния са резултат на многобройни експерименти на *DJ4OB*. Настройката е проведена по максимално излъчване напред. При построяване на тази антена се препоръчва дадените разстояния да се доуточнят с помощта на един уред за измерване напрегнатостта на полето.

Разбира се, тази супердълга Яги-антена е малко подходяща за нормална любителска дейност. Тъй като изготвянето ѝ обаче е неимоверно евтино, тя би могла да намери употреба за специални цели и заслужава вниманието на УКВ-любителите.

22.4. Етажирани Яги-антени

Както вече се спомена, да се строят много дълги и оттам с много остра характеристика в Е-равнината Яги-антени, не е много удачно. Ако Яги-антени се разположат в етажи, т. е. една над друга в две или повече равнини, така че да се оформят вертикални колони (вж. раздел 13.2.), се получава силно изразено свиване на диаграмата в Н-равнината (вертикалната равнина), без при това диаграмата в Е-равнината да се отличава от аналогичната диаграма на единичната система. По този начин етажираните Яги-антени обединяват експлоатационните удобства на антените със сравнително голям ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина с увеличеното усилване вследствие на намаляването на разтвора във вертикалната равнина.

За по-кратко и изразително означаване на етажираните Ягита УКВ-любителите са въвели една опростена терминология. Например една антенна система, състояща се от две, разположени в два етажа, едно над друго 6-елементни Яги-платна, се именува накратко „6 над 6“. Подобна система при 3 етажа ще се нарече аналогично „6 над 6 над 6“, а една 4-етажна 12-елементна диполна колона, състояща се от четири 3-елементни Ягита, се нарича „3 над 3 над 3 над 3“. Строго погледнато, етажираните Ягита би трябвало да се разглеждат при груповите антени, тъй като под групова антена се разбира точно антенното съоръжение, получаващо се при съвместното свързване на няколко еднакви антенни системи. В любителската практика обаче се е наложило едно особено разделение, според което под групови антени се разбират само тези системи, чиито захранвани елементи са целовълнови диполи.

22.4.1. Разстояние между етажите

Чрез етажиране на две Яги-системи теоретически би могло да се постигне едно усилване от 3 dB, стига да се осигури оптимално разнасяне между етажите и енергията да се разпредели между двете единични системи равномерно, с еднаква фаза и без загуби. Тази констатация хармонира и с познатото грубо правило, че усилването на антената нараства с 3 dB, когато броят на елементите се увеличи два пъти. На практика обаче не може да се постигне максимално възможното увеличение на усилването от 3 dB.

При определяне на разстоянието между етажите може да се изходи от два различни критерия — или получаването на максимално усилване, или осигуряването на най-чиста от странични листове диаграма на излъчване. От това определение е ясно, че при избиране на междуетажното разстояние с оглед получаването на максимално усилване, в диаграмата на излъчване се наблюдават странични листове, чието енергийно съдържание трябва да се извади от главния лист на диаграмата.

Трябва да се има предвид също така, че възникват и загуби в линиите, разпределящи енергията между етажите. По тези причини практически при удвояване на разходите и при димензиониране за максимално усилване може да се разчита на нарастване на усилването от 2,5 или в най-добрия случай — 2,8 dB. При оразмеряване на междуетажното разстояние за минимум странични листове увеличението на усилването е още по-малко, тъй като тук съзнателно се жертвува част от усилването, за да се получи по-добра насоченост на диаграмата. В този случай увеличението на усилването при еднократно етажиране възлиза на 1,5 до 2,5 dB. При многократно етажиране усилването нараства с приблизително същата стойност (около 2,4 до 2,7 dB) при всяко удвояване на разходите.

Пример

3-елементната антена от фиг. 22.3, имаща усилване 5 dB при хоризонтален ъгъл на разтвора 70° и вертикален ъгъл на разтвора 110°, трябва да се етажира в две равнини с оглед получаването на максимално усилване. При това ще се получи едно усилване от 5 dB+2,7 dB=7,7 dB. Тъй като при това хоризонталният ъгъл на разтвора не се изменя, допълнителното усилване ще бъде резултат от намаляване на вертикалния ъгъл на разтвора.

Съгласно фиг. 3.19 той ще получи стойност около 68°. За да се постигне едно по-нататъшно увеличение на усилването с 2,7 dB, ще трябва да се удвоят разходите, т. е. ще трябва да се етажират 4 Яги-платна (3 над 3 над 3 над 3). Това ще доведе до едно усилване от порядъка на 7,7 dB+2,7 dB= =10,4 dB. И в този случай хоризонталният ъгъл на разтвора ще остане 70°, а вертикалният ъгъл съгласно фиг. 3.19 ще се намали на около 37°.

При определени условия е възможно излъчвателната характеристика на етажирана Яги-антена да се изведе математически като функция от междуетажното разстояние, стига да се познава диаграмата на насоченост на отделното антенно платно. В любителската практика от интерес е преди всичко оптималното междуетажно разстояние с оглед на максималното усилване. Възникващите в този случай странични листове се разглеждат из-

ключително от гледна точка на предизвикваното от тях намаление на усилването.

Както е обяснено по-подробно в раздел 3.2.3.3, за всяка антена може да се определи една зависеща от усилването ѝ действуваща площ, която се изразява в квадратни дължини на вълната (λ^2). Когато две еднакви антени с познати действуващи площи трябва да се етажират една над друга, максимално възможното усилване се получава, когато междуетажното разстояние се избере такова, че действуващите площи точно да се допират, без да се припокриват (вж. фиг. 3.22). Най-благоприятното междуетажно разстояние за получаване на максимално усилване може приблизително да се изчисли от (3.26). Приблизителни данни за това разстояние могат да се намерят и в следващата таблица 22.1, в която то е дадено като функция от броя на елементите на единичния излъчвател.

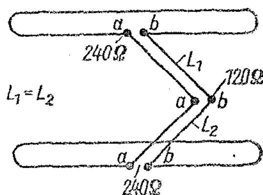
Съгласно едно грубо правило разстоянието между етажите за максимално усилване при дълги Яги-антени се определя, като дължината на антената се умножи с 0,75.

Общо може да се каже, че с увеличаване на усилването на единичното платно се увеличава и неговата действуваща площ. Увеличената действуваща площ от своя страна изисква по-голямо междуетажно разстояние, когато трябва да се постигне максимално усилване.

Когато главният критерий е получаването на чиста от странични листове диаграма, а не максимално усилване, оптималното междуетажно разстояние е между 0,5 λ при къси Ягита (до 4 елемента) и около 0,65 λ при 10-елементни Ягита.

Таблица 22.1. Приблизителни стойности за оптималното междуетажно разстояние в λ, при максимално усилване, във функция от броя на елементите на използуваната основна антена

Брой на елементите	Междуетажно разстояние, λ
3	0,70
4	0,77
5	0,86
6	0,95
7	1,05
8	1,13
9	1,20
10	1,30



Фиг. 22.16. Синфазно възбуждане на две етажирани Яги-системи посредством ненастроени свързващи линии

22.4.2. Захранване на етажирани Яги-антени

При захранване на етажирани Яги-антени трябва да се спазва основното изискване всички платна да се захранват синфазно и равномерно.

Съществуват две възможности:

— възбуждане чрез настроени линии, които са изпълнени отчасти като трансформиращи членове и осигуряващи с това импедансно съгласуване в точките на захранване;

— възбуждане чрез ненастроени линии със съответствуващо вълново съпротивление без трансформиращи свойства.

Възбуждането посредством настроени линии вече беше разгледано накратко в раздел 13.2. и ще бъде дискутирано подробно в главата за груповите антени тъй като то се прилага предимно при тях.

Най-подходящи за захранване на етажирани Яги-антени са ненастроените свързващи линии, тъй като те позволяват избирането на произволно големи междуетажни разстояния без механически ограничения от страна на линиите. Тъй като освен това свързващите линии са независими от честотата, широчината на лентата на антенната система не се стеснява. На фиг. 22.16 е даден един пример за захранване от този вид, като за по-голяма прегледност са показани само захранваните вибратори на Яги-платната.

Тук важат следните общовалидни изисквания:

— Входното съпротивление на единичните системи трябва да бъде едно и също (в предишния пример то е 240 Ω).

— Вълновото съпротивление Z на свързващите линии трябва да бъде равно на входното съпротивление на отделните системи (в примера на фиг. 22.16 $Z=240\ \Omega$).

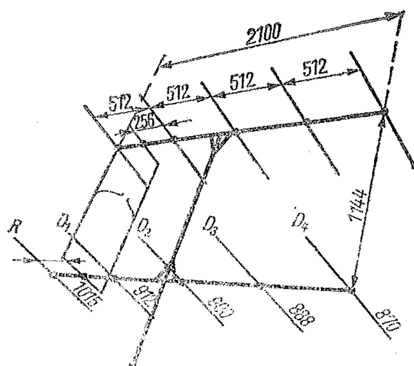
— Дължината на свързващите линии L_1 и L_2 може да бъде произволна и да отговаря на всяко желано междуетажно разстояние. Трябва обаче да се спази условието всички свързващи линии, водещи до централната точка на захранването, да имат една и съща геометрична и електрическа дължина (в примера $L_1=L_2$).

— Необходимото синфазно възбуждане е възможно само в случай че точките на захранване на вибраторите са свързани еднозначно (в примера a с a и b с b).

В централната точка на захранването входните импеданси на двете отделни системи са свързани паралелно един на друг, затова импедансът в тази точка е точно половината от стойността на отделните импеданси (паралелно свързване на съпротивления), т. е. в нашия случай — 120 Ω. При многократно етажиране импедансът в централната точка на захранването се намалява пропорционално на броя на паралелно свързаните входни съпротивления. Ако например се етажират 4 Яги-платна едно над друго и входното съпротивление на всяко от тях е 240 Ω, импедансът в централната точка ще бъде 60 Ω (240 : 4). В този случай би могло да се осъществи захранване директно с 60-омов коаксиален кабел, като се използува само едно симетриращо устройство (вж. раздел 7.).

Често входното съпротивление на системата в централната точка на захранване не отговаря на вълновото съпротивление на фидерната линия. В този случай желаното съгласуване към съпротивлението в точките на захранване може да се постигне посредством някой от познатите импедансни трансформатори (вж. раздел 6.). Голямото предимство на захранването с ненастроени свързващи линии се заключава в това, че оптималното междуетажно разстояние може да бъде избрано свободно без затруднения от механично естество. Захранващите линии не съдържат честотнозависими членове, които биха стеснявали лентата, а централното захранване осигурява еднакви дължини на линиите и с това — напълно равномерно възбуждане на отделните платна. Други възможности за захранване, които са приложими и при етажираните Яги-антени, ще бъдат разгледани в раздел 23.

Въз основа на указанията, дадени по-горе, могат да се етажират Яги-платна с произволна големина, така че описването на конкретни етажирани антени, захранвани по този начин, става излишно. Тук ще дадем само описанието на няколко конструкции етажирани Яги-антени, при които начинът на захранване се различава от обикновения.



Фиг. 22.17. Етажирано Яги „6 над 6" по *OH2EW*

22.4.3. Етажирана Яги-антена «6 над 6» по *OH2EW*

Показаната на фиг. 22.17 Яги-антена с две платна прави впечатление с необичайния начин на възбуждане. В случая се касае за възбуждане посредством скелетно-процепен вибратор, което е особено популярно между английските любители.

Захранваният елемент (вибраторът) е показан отделно на фиг. 22.18*а*. Ако се сумират дължините на страните, се получава обща дължина на правоъгълника 3048 mm. Тъй като антената е предназначена за двуметровия обхват,

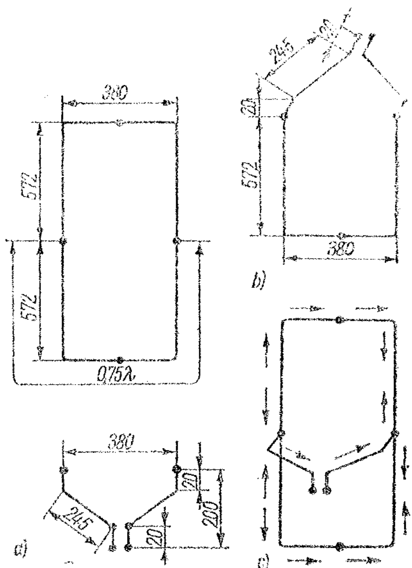
тази дължина отговаря на около 1,5 λ, респ. всяка половинка има дължина 0,75 λ. При тези условия на пръв поглед не би се получило синфазно възбуждане на двете платна. Началото на действие става ясен едва когато се разгледат поотделно горната и долната половина на правоъгълника, при което Y-членът се включи в дължината на половинките (вж. фиг. 22.18*b*). Може да се види, че Y-образната линия с обща дължина 570 mm (две рамена по 285 mm) образуват точно липсващия четвъртвълнов участък за получаване на 1 λ. Тъй като Y-образуващата линия участвува едновременно и в горната и в долната секция, захранваният елемент може да се разглежда просто като съставен от два Quad-а с обиколка 1 λ всеки. Фиг. 22.18*c* показва още веднаж целия захранван елемент с нанесени посоките на тока в него. От нея се вижда, че всички хоризонтални участъци са със синфазно възбуждане.

Междуетажното разстояние се определя от размерите на вибраторния елемент и възлиза на около 0,6 λ (1144 mm), от което следва, че увеличението на усилването вследствие на етажирането може да се очаква да бъде около 2,3 dB. Дължината на трегера 1 λ и сравнително големите междуелементни разстояния разкриват принципа на дългите Ягита.

Дължините на елементите и разстоянията между тях са дадени на фиг. 22.17, а размерите на захранвания елемент и на Y-члена — на фиг. 22.18. Паразитните елементи са от алуминиев кръгъл материал с диаметър 5 mm, а вибраторът, вкл. Y-членът, са от 8 mm кръгъл материал. Двата трегера на елементите в оригиналната антена са от U-образен дуралуминиев профил 20 mm×2 mm. Всички дадени дебелини на материалите не са критични и се допускат отклонения до ±20%.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — вж. текста
Трегер — метална тръба с диаметър 20 до 30 mm
Дължина на антената — 2100 mm
Междуетажно разстояние — 1144 mm
Входно съпротивление — 70 Ω, симетрично



Фиг. 22.18. Захранваният елемент на антената „6 над 6“: *a* — правоъгълен елемент на Y-линията, *b* — половин отрязък от захранвания елемент, *c* — разпределение на тока в елемента

Усилване — около 12 dB
Затихване в посока „назад“ — около 20 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈ ≈50°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈35°

Антената може да бъде захранена направо със стандартен коаксиален кабел, като се включи само един симетриращ трансформатор.

22.4.4. Етажирано късо Яги «4 над 4»

На фиг. 22.19 е показано едно етажирано късо Яги, възбуждано също посредством скелетно-процепен вибратор. Захранваният елемент има същите размери като този на антената „6 над 6“, но паразитните елементи се различават както по дължина, така и по разстоянията между тях. Всички данни за построяването могат да се видят на фиг. 22.19. Тъй като съпротивлението в точките на захранването е около 75 Ω, и тази система може да

бъде захранена чрез симетриращо устройство директно със стандартен коаксиален кабел.

Механични и електрически данни

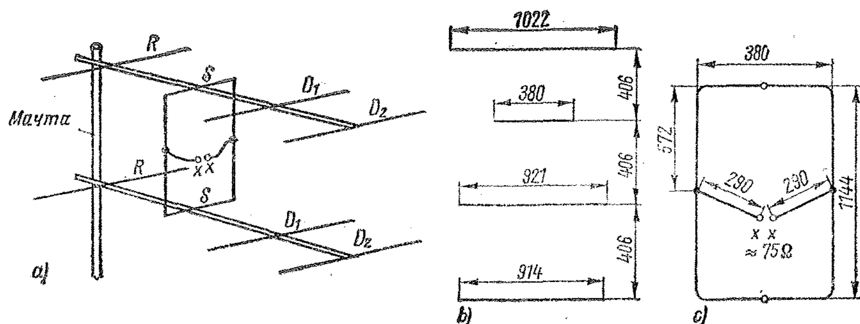
Диаметър на елементите — 6 до 8 mm
Трегер — метален, с диаметър 15 до 30 mm
Дължина на антената — 1230 мм
Междуетажно разстояние — 1144 mm
Входно съпротивление — около 75 Ω, симетрично
Усилване — около 9 dB
Затихване в посока „назад" — около 16 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈60°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈55°

22.4.5. Етажирана Яги-антена «4 над 4» по *DL3FM*

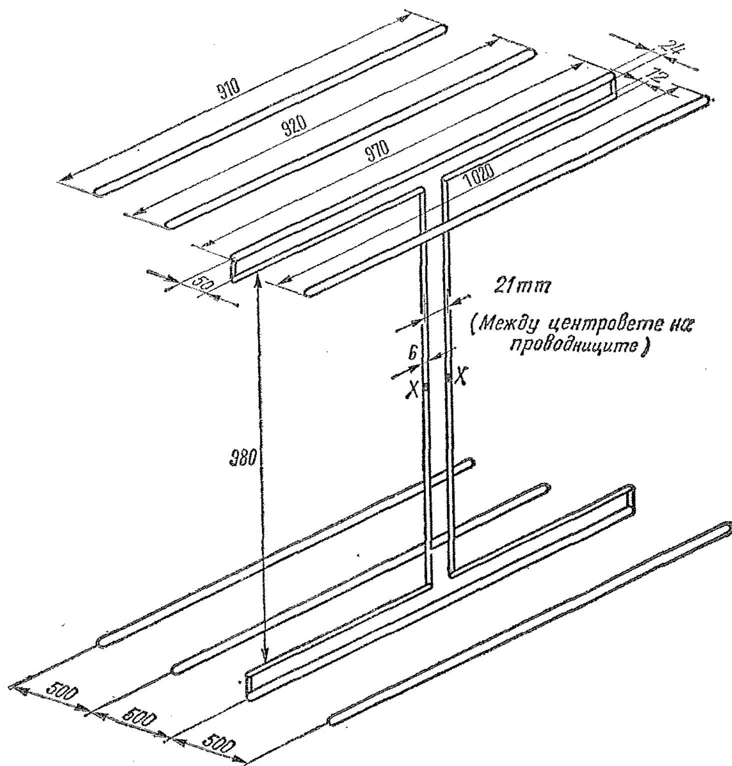
Възбуждането на етажирани Ягита посредством ненастроени свързващи линии (вж. раздел 22.4.2.) покрай своите предимства има и един недостатък — „опроводяването" на тези връзки трябва да се прави най-често с обикновен плосък УКВ кабел. Както вече на няколко пъти се спомена, тези линии не са устойчиви на атмосферни условия и техните отначало много добри характеристики с течение на времето се влошават чувствително. Затова за изграждане на трайни антенни системи от този род би трябвало да се използват защитени с външна мантия симетрични линии с вълново съпротивление 240 Ω, които са много по-устойчиви на атмосферни влияния. Когато не разполагаме с такъв кабел, може да се окаже полезно използването на възбуждане посредством настроени свързващи линии.

Един пример за този метод на възбуждане представлява антената „4 над 4" на *DL3FM*. Като основна антена се използува едно 4-елементно Яги, чийто вибратор представлява сгънат дипол с нееднакви диаметри на клоновете. По този начин е постигнато входно съпротивление на единичното платно около 110 Ω. Разнасянето между двата етажа се осигурява чрез една линия от паралелни тръби, както е показано на фиг. 22.20. Общата електрическа дължина на тази свързваща линия възлиза на λ/2, а централната точка на захранването XX лежи точно в геометричната среда на тази полувълнова линия, така че дължината на линията от точката на захранването до всяко антенно платно съставлява точно λ/4. Трансформиращите свойства на четвъртвълновите линии бяха вече разгледани (вж. раздел 6.5.). Двете четвъртвълнови линии се явяват паралелно свързани в точките XX, така че трансформираните еднакви импеданси ще се явят в точката на захранване като паралелно свързани съпротивления, т. е. с половината стойност.

Ако например искаме входното съпротивление в XX да бъде 240 Ω, всеки четвъртвълнов трансформатор трябва да трансформира съпротивлението на антенното платно в 480 Ω, тъй като паралелното свързване на две съпротивления по 480 Ω ще бъде 240 Ω. От пре



Фиг. 22.19. Етажирано Яги „4 над 4": *a* — общ изглед, *b* — скица на едното платно с размерите, *c* — чертеж на захранващия елемент



Фиг. 22.20. Конструктивна скица на етажирана Яги-антена „4 над 4" по *DL3FM*

дишния пример имахме, че входното съпротивление на всяко платно е около 110 Ω, следователно импедансът на трансформиращата четвъртвълнова линия съгласно (5.31) трябва да бъде

$$Z=\sqrt{110.480}\approx 230\Omega.$$

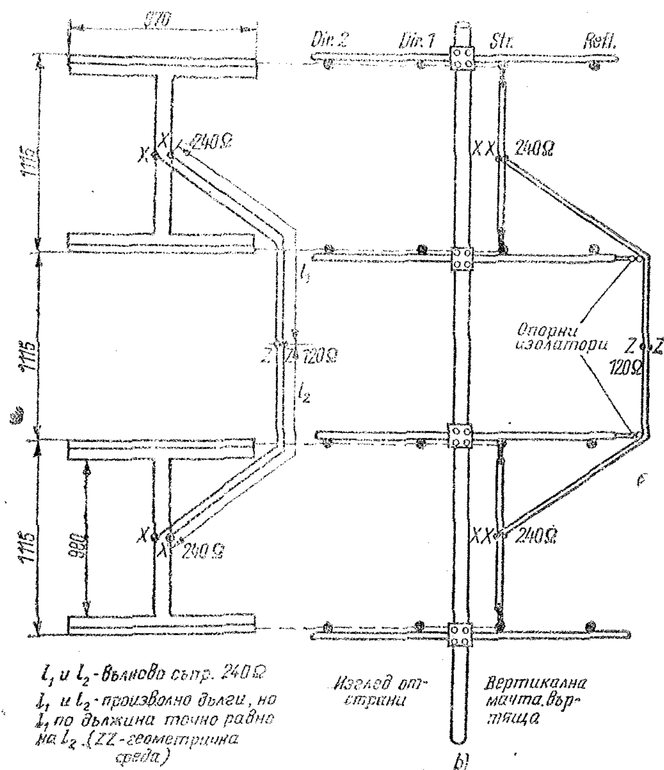
Съгласно фиг. 5.4 една двупроводна линия има вълново съпротивление 230 Ω, ако е осигурено съотношение на разстоянието между проводниците (D) и диаметъра на последните (d), равно на 3,5 : 1, и ако се използува въздушна изолация. Ако за изготвянето на линията се използува алуминиев проводник с диаметър 6 mm, разстоянието от център до център на проводниците трябва да бъде 21 mm. При диаметър 10 mm това разстояние нараства съответно на 35 mm.

Поради използуването на полувълнова свързваща линия междуетажното разстояние в случая е фиксирано и възлиза на 0,5 λ, така че е налице система, димензионирана за минимум странични листове в диаграмата на насоченост, а не за максимално усилване вследствие на етажирането. Вторичните елементи биха могли да имат диаметър 15 до 25 mm, като по-големите диаметри осигуряват по-голяма широчина на лентата. Във всеки случай въпреки теснолентовото оразмеряване и честотнозависимите трансформаторни звена антената може да се използува по цялата широчина на 2-метровия обхват без забележимо влошаване на усилването.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите:

Захр. елементи — вж. фиг. 22.20



Фиг. 22.21 Етажирана Яги-антена „4 над 4 над 4 над 4": *a* — захранваните елементи, *b* — страничен поглед към цялата антена

Паразитни елементи — 15 до 25 mm
Трагер — метален, с диаметър 20 до 30 mm
Дължина на антената — 1500 mm
Междуетажно разстояние — 980 mm
Входно съпротивление — 240 Ω, симетрично
Усилване — около 9,5 dB
Затихване в посока „назад" — около 17 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈58°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈54°

Препоръчва се захранване на антената посредством коаксиален кабел и U-коляно (вж. раздел 7.5.).

22.4.6. 4-етажна Яги-антена «4 над 4 над 4 над 4»

Две системи от описания в раздел 22.4.5. „4 над 4", етажирани по вертикала, дават една високоефективна 2-метрова антена с общо 16 елемента и 4 етажа. Вертикалната строителна височина на антената е 3,35 m. В тази конструкция са обединени предимствата на Яги-антената с тези на груповата антена при минимални конструктивни разходи.

Нищо в размерите на антената „4 над 4" от фиг. 22.20 не се изменя, просто се поставят две такива системи една над друга на разстояние половин дължина на вълната. Затова на фиг. 22.21*a* са дадени само захранваните елементи, гледани отпред, а на фиг. 22.21*b* е дадена цялата антена, гледана отстрани.

За захранване на целия комплекс съществуват две възможности. Тъй като в точките на захранване XX на двата горни и двата долни етажа е налице входно съпротивление по 240 Ω, двете точки на заранване биха могли да бъдат свързани с произволно дълга

линия с вълново съпротивление 240 Ω. В геометричната среда на тази свързваща линия се намира общата за двете половини на антената захранваща точка ZZ.

Тъй като там двете 240-омови линии лежат паралелно, съпротивлението в ZZ е само половината от тяхната стойност, т. е. 120 Ω. Тогава цялото съоръжение може да се захранва със симетрична 120-омова линия (напр. симетрична двупроводна, ширмована линия тип 120 D 10-1). Тъй като такава линия е скъпа и рядко се намира, входният импеданс може да се трансформира от 120 Ω отново на 240 Ω посредством четвъртвълнов трансформатор и след това да се включи като захранваща линия 240-омов симетричен УКВ шлангов кабел или още по-добре — един 60-омов коаксиален кабел и полувълново U-коляно. Вълновото съпротивление на четвъртвълновия трансформатор трябва да има импеданс съгласно (5.31)

$$Z=\sqrt{120.240}\approx 170\Omega.$$

От фиг. 5.4 се вижда, че за този случай ще е необходимо съотношение разстояние/диаметър на линията, равно на 2,2 : 1. Геометричната дължина на такава двупроводна линия с въздушна изолация е 0,98. λ/4, което при работна честота 145 MHz дава около 510 mm. Такава линия се монтира над тясна пластмасова плочка, а последната се закрепва механически между точките ZZ и носещата мачта. В отворения край на Q-звеното входното съпротивление на антената възлиза на 240 Ω.

Както се спомена много пъти, 240-омовият лентов УКВ кабел не е много подходящ нито от електрическа, нито от механична гледна точка. Би могла да се изготви двупроводна въздушна линия със същото вълново съпротивление, но конструктивното изпълнение е трудно, тъй като отношението разстояние/диаметър в случая е само 3,81 : 1 (вж. фиг. 5.4). По тази причина описаният по-долу начин за захранване представлява едно по-удобно решение.

Линиите l_1 и l_2 в този случай не се правят произволно дълги, а всяка линия се прави с електрическа дължина точно 0,75 Ω. При това не е съществено дали дължината е 1/4 λ, 3/4 λ, 5/4 λ и т. н., тъй като всяка линия, дълга нечетен брой пъти λ/4, по отношение на импедансното трансформиране има същото действие, както четвъртвълновата линия. По тази причина свързващата линия с дължина 3/4 λ действува също както четвъртвълнов трансформатор. По същата причина импедансът в точката ZZ, в която се свързват двете 3/4 λ линии, зависи от импеданса Z на линията. За да се постигне импеданс 240 Ω в точките ZZ, където двете линии са включени паралелно, трябва трансформираното от l_1 и l_2 съпротивление да бъде по 480 Ω. Съгласно (5.31)

$$Z=\sqrt{240.480}\approx 340\Omega.$$

От фиг. 5.4 се отчита, че за двупроводна линия с въздушна изолация и вълново съпротивление 340 Ω трябва да се осигури отношение на разстоянието между средите и диаметъра 8,5 : 1. Такава линия може да се изготви сравнително лесно. При работна честота 145 MHz (0,75λ=155,3 cm) и като се държи сметка за скъсяващия фактор при въздушна изолация, за l_1 и l_2 се получава

$$l_1=l_2=155,3\,.\,0,97=150,64\ \text{cm}.$$

Резюме: Двете 4 над 4 системи се свързват от точките XX до ZZ с по една 150-сантиметрова въздушна двупроводна линия. Линиите имат вълново съпротивление 340 Ω. В този случай в ZZ се получава входно съпротивление 240 Ω симетрично.

Вследствие на етажирането усилването на системата нараства на около 11,5 dB, хоризонталният ъгъл на разтвора запазва предишната си стойност 60°, а вертикалният ъгъл на разтвора намалява на около 32°.

22.4.7. Етажирани дълги Яги-антени

Дългите Ягита могат също така с успех да бъдат етажирани. Безсмислено е обаче конструирането на антена с няколко етажирани дълги Ягита при междуетажно разстояние 0,5 до 0,7 λ, тъй като в такъв случай относително големите ефективни площи на отделните антени ще се застъпват много и ще се получи твърде малко повишаване на усилването.

Ако се изходи от действуващата

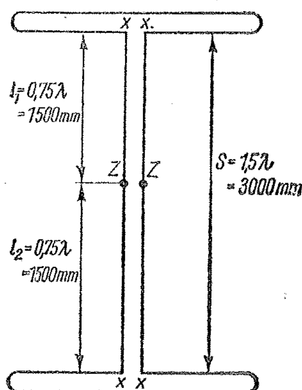
площ на единичното платно и от(3. 25), което позволява да се изчисли най-благоприятното междуетажно разстояние за максимално усилване, може да се намери оптималната стойност на междуетажното разстояние без особено трудни изчисления.

Действуващата площ A на едно антенно платно в λ^2 във функция от усилването в dB може да се намери от фиг. 3.21. Така например 11-елементното дълго Яги от фиг. 22.14 има усилване 12 dB и респ. действуваща площ $A=2,0\ \lambda^2$. Тъй като вертикалният ъгъл на разтвора е $\alpha_E=37°$, от (3.25) лесно можем да изчислим междуетажното разстояние

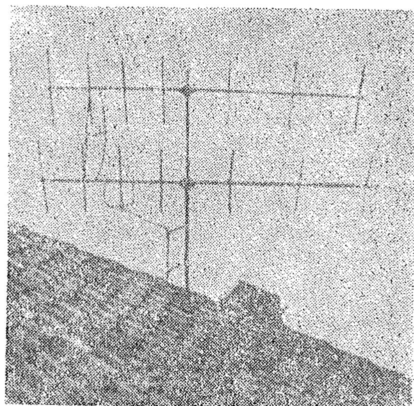
$$S=2\sqrt{\frac{A.\alpha_H}{\pi.\alpha_E}}=2\sqrt{\frac{2.40}{3,14.37}}\approx$$
$$\approx 2,0.83=1,66\lambda.$$

Оттук следва, че при разстояние между етажите 1,66 λ действуващите площи на двете платна повече няма да се припокриват и ще може да се постигне максималното увеличение на усилването вследствие на етажирането.

Захранването на етажираните дълги Ягита става, както обикновено. Тъй като поради пространствени ограничения не се използуват повече от два етажа, възбуждането им е много просто. Поради голямото междуетажно разстояние тук не е възможно захранване посредством две четвъртвълнови линии, включени паралелно в централната точка на захранването. Както вече се спомена обаче, една линия с дължина нечетно число пъти, кратна на λ/4 се държи като четвъртвълнов трансформатор по отношение на импедансното трансформиране. Затова свързващите линии от захранваните елементи до централната точка на захранването могат да имат дължина според нуждата от 3/4 λ, 5/4 λ или 7/4 λ.



Фиг. 22.22. Възбуждане на една етажирана Яги-антена „11 над 11"



Фиг. 22.23. Двуетажно дълго Яги „7 над 7" на *DL6EK*

Като пример ще разгледаме захранването на две етажирани 11-елементни дълги Ягита от типа, показан на фиг. 22.14. Както беше констатирано по-горе, оптималното междуетажно разстояние е 1,66 λ. Ако дължините на двете трансформиращи линии към централната точка на захранването се изберат по 3/4 λ, междуетажното разстояние трябва да се направи 1,5 λ, т. е. малко по-малко от изчисленото. За практиката такова малко изменение не играе голяма роля, тъй като и без това изчислената стойност за междуетажното разстояние е само ориентировъчна.

Остава да се определи вълновото съпротивление на настроените свързващи линии. За по-голяма прегледност на фиг. 22.22 са показани двата захранвани елемента заедно с въпросните свързващи линии. Щом двете платна имат в точка XX входно съпротивление 240 Ω и се желае в точка ZZ да се получи съпротивление на захранването също 240 Ω, захранващата линия трябва да притежава вълново съпротивление

340 Ω ($Z=\sqrt{240.480}$). Съгласно фиг. 5.4 такова вълново съпротивление се постига при едно съотношение разстояние/диаметър 9 : 1. Ако за линиите се използуват тръби или плътен материал с диаметър 6 mm, разстоянието до средите трябва да бъде 51 mm.

От тези етажирани 11-елементни Ягита може да се очаква усилване 14,5 dB. Хоризонталният ъгъл на разтвора остава около 37°, докато вертикалният ъгъл се намалява на 26°.

На фиг. 22.23 като илюстрация на този тип антени е показана конструкцията на *DL6EK*, съставена от две платна по 7 елемента.

22.4.7.1. *Двуетажна антена от дълги Ягита „5 над 5"*

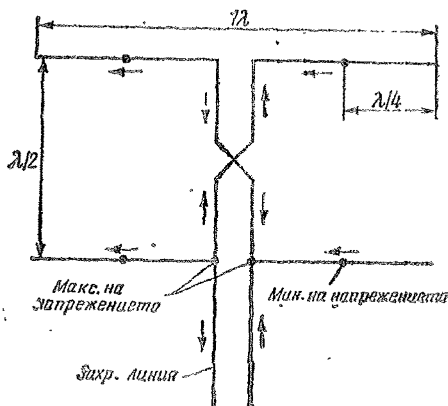
За възбуждането на две етажирани 5-елементни дълги Ягита по фиг. 22.9 съществуват много добри възможности. От познатите електрически данни на това оптимално дълго Яги най-напред се изчислява най-благоприятното междуетажно разстояние S за максимално усилване. То се получава от фиг. 3.21 и от (3.25) по познатия начин и е равно на 1,48 λ, т. е. отнесено към 2-метровия обхват — 3060 mm. Тъй като входното съпротивление на всяко платно възлиза на около 130 Ω, двете системи могат да се свържат една с друга посредством ненастроена 120-омова линия. Най-подходяща за целта е ширмованата двупроводна симетрична линия от типа *120D10-1*, която е устойчива на атмосферни влияния и позволява полагане по произволен начин. Точно в геометричната среда на тази свързваща линия се намира централната точка на захранването. Тъй като входните съпротивления на двете платна са включени паралелно в захранващата точка, резултиращото входно съпротивление в нея е 60 до 65 Ω. Следователно захранването може да стане с нормален коаксиален кабел, достатъчно е само да се включи едно симетриращо устройство в точката на захранването.

Механични и електрически данни

Междуетажно разстояние — 1,48λ ≈ = 3060 mm
Усилване — около 13,5 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E) ≈ ≈ 44°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H) ≈ 28°

23. Групови (синфазни) антени за 2-m обхват

Докато, общо взето, всяко комплексно антенно съоръжение, състоящо се от еднакви единични антени, може да бъде наречено антенна група или групова антена, при радиолюбителите под това име се разбира нещо по-различно. Съгласно тяхната терминология груповата антена винаги представлява комбинация от колинеарни диполи (диполни редици) и вертикално етажирани диполи (диполни колони), ако се приеме, че имаме хоризонтална поляризация (вж. раздел 13.1. до 13.3.). Най-простата антена от този род би се състояла от два етажирани целовълнови дипола (фиг. 23.1), доколкото целовълновият дипол представлява най-простата диполна редица (два колинеарни полувълнови дипола). Диполната колона се образува чрез паралелното включване на втори целовълнов дипол. Също и при по-големите антенни групи в любителската практика не се отива по-далече от комплектуването на най-прости диполни редици, т. е. почти винаги се етажират в няколко равнини целовълнови диполи. Независимо от броя на етажите хоризонталният ъгъл на разтвора на тази групова антена се определя изключително от ъгъла на използваната диполна редица. Тъй като в нормалния случай това е един целовълнов дипол, хоризонталният ъгъл на разтвора на такава хоризонтално поляризирана антенна група възлиза на около 65° (вж. раздел 4.2.). За да се осигури едностранна насоченост при едновременно увеличаване на усилването, в груповите антени се въвеждат почти винаги настроени паразитни, полувълнови рефлектори или, по-рядко, настроена рефлекторна стена. С това хоризонталният ъгъл на разтвора на целовълновите диполи, а оттам и на цялата антенна група, се намалява на около 60°.



Фиг. 23.1. 4-елементна групова антена

Както се вижда от фиг. 23.1, целовълновите диполи се захранват в точки, съответстващи на максимум на напрежението. По тази причина входното им съпротивление е много високо и зависи силно от съотношението дължина/диаметър на проводника (вж. фиг. 4.7).

Освен това входното съпротивление на целовълновия дипол зависи донякъде и от междината в точките на захранването и в груповите антени от взаимното отстояние между паралелните диполи. Скъсяващият фактор на един целовълнов дипол също зависи от отношението дължина на вълната/диаметър и може да се определи от кривата на фиг. 4.7.

Високото входно съпротивление на целовълновия дипол създава удобства при съгласуването в една групова антена, тъй като чрез паралелно включване на няколко целовълнови диполи може да се постигне стойност на входното съпротивление, която позволява директно включване на захранващата линия. Недостатък е, че целовълновият дипол изисква добра изолация в точ-

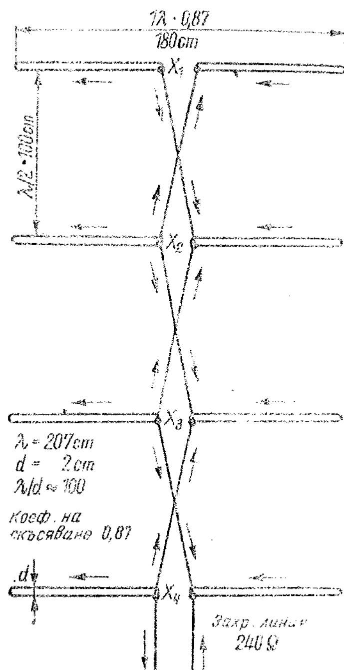
ката на захранването (максимум на напрежението). По тази причина препоръчваното понякога механическо укрепване в близост до точката на захранване трябва да се избягва, тъй като дори и добрите изолатори могат да внесат чувствителни загуби при мокро време. Минимумът на напрежение при целовълновия дипол лежи на около $\lambda/4$ от неговите краища; укрепването трябва да става в тези точки. Тъй като обаче разпределението на напрежението при целовълновия дипол не е така равномерно, както при полувълновия дипол, и в теоретичните възли на напрежението може да се открие значително напрежение, не е за препоръчване използването на метални опори; желателно е укрепването да се направи с държатели от импрегнирано дърво.

23.1. Захранване на групови антени

Възбуждането и напасването на груповите антени ще бъде разгледано с помощта на няколко примера. На фиг. 23.2 е показана една групова антена, която се състои от 4 етажа (4 паралелни дипола) от по 2 колинеарни, синфазно възбуждани полувълнови участъка (целовълнови диполи). Диаметърът на елементите е 20 mm, работната дължина на вълната — 207 cm. Оттук съотношението дължина на вълната/диаметър е $2070 : 20 \approx 100$. Според фиг. 4.7 входното съпротивление на всеки целовълнов дипол при това положение ще бъде около 1100 Ω, а скъсяващият фактор е равен на 0,87. Геометричната дължина на целовълновия дипол ще бъде

$$207 \cdot 0{,}87 \approx 180 \text{ cm}.$$

При дадено то съотношение дължина на вълната/диаметър на проводника всеки дипол има входно съпротивление около 1100 Ω. Тъй като тук са включени паралелно 4 дипола, съпротивлението в захранващата точка X ще бъде около $1100 : 4 = 275$ Ω. Следователно в точките X_4, респ. X_3, X_2 или X_1, може да се включи двупроводна симетрична линия 240 до 300 Ω с произволна дължина, като коефициентът на стоящите вълни ще бъде близък до 1. Ако се иска тази групова антена да бъде захранвана чрез коаксиален кабел,



Фиг. 23.2. Групова антена; захранване в найдолния дипол; X_1 до X_4 — по 1100 Ω, $X_{рез} = 1000 : 4 = 275$ Ω

може да се употреби обичайното полувълново U-коляно, което поема както импедансното повишаване в отношение 4 : 1, така и симетрирането. Ако в точката на захранване се получава стойност на съпротивлението, която не позволява директно свързване на захранващата линия, необходимо е да се включи подходящо съгласуващо звено.

Като недостатък на този род свързване е, че отделните диполни равнини не се възбуждат точно едновременно. Диполното платно, което е най-отдалечено от точката на захранване, вследствие на времето за разпространение получава енергията малко по-късно, отколкото по-близките платна; вследствие на това се изменя ъгълът на излъчване на главния лист в диаграмата — антената „криви". Освен това широчината на лентата се намалява.

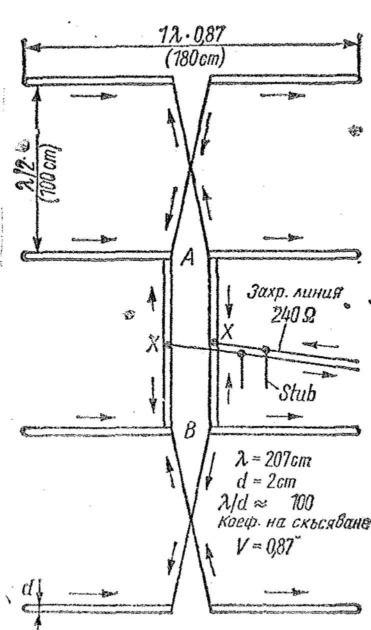
По-издържаното от електрическа гледна точка централно захранване на

същата групова антена е показано на фиг. 23.2. Некръстосващите се свързващи линии между втория и третия етаж имат дължина $\lambda/2$. Тъй като захранващата линия е свързана в геометричната среда на тази линия, тя трябва да се разглежда като паралелно свързване на два четвъртвълнови трансформатора. В точките А и В са налице импеданси от порядъка на 550 Ω, които са резултат на паралелното свързване на по две платна. Ако се иска в точка XX да се получи импеданс 240 Ω, би трябвало всеки четвъртвълнов трансформатор да преобразува импеданс 550 Ω в 480 Ω. С оглед на това съгласно (5.31) вълновото съпротивление на линията А—В трябва да бъде:

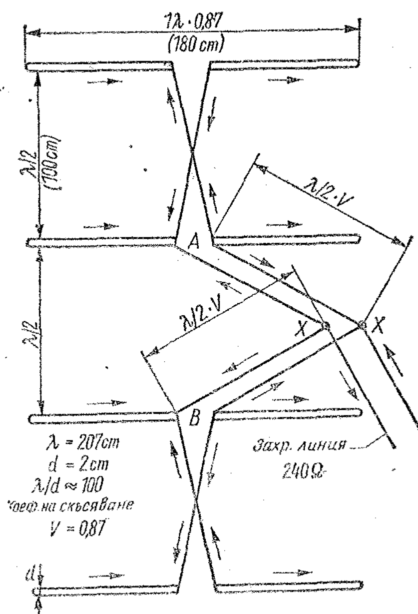
$$Z = \sqrt{550.480} \approx 510 \Omega.$$

Механичното изпълнение на една линия от тръби с вълново съпротивление 510 Ω създава обаче трудности, тъй като то изисква значително разстояние между тръбите. Въз основа на това би трябвало разстоянието между полувълновите секции в А и В да бъде недопустимо голямо. В такъв случай би могло вълновото съпротивление на линията А—В да се оразмери от чисто механическа гледна точка и, както е показано на фиг. 23.3, в точка XX да се извърши съгласуване към вълновото съпротивление на захранващата линия посредством съгласуващ шлейф. На практика в повечето случаи се идва до по-добри условия за съгласуване, тъй като в групата влизат и настроени рефлектори, с които в зависимост от рефлекторното отстояние входното съпротивление се довежда до подходяща стойност.

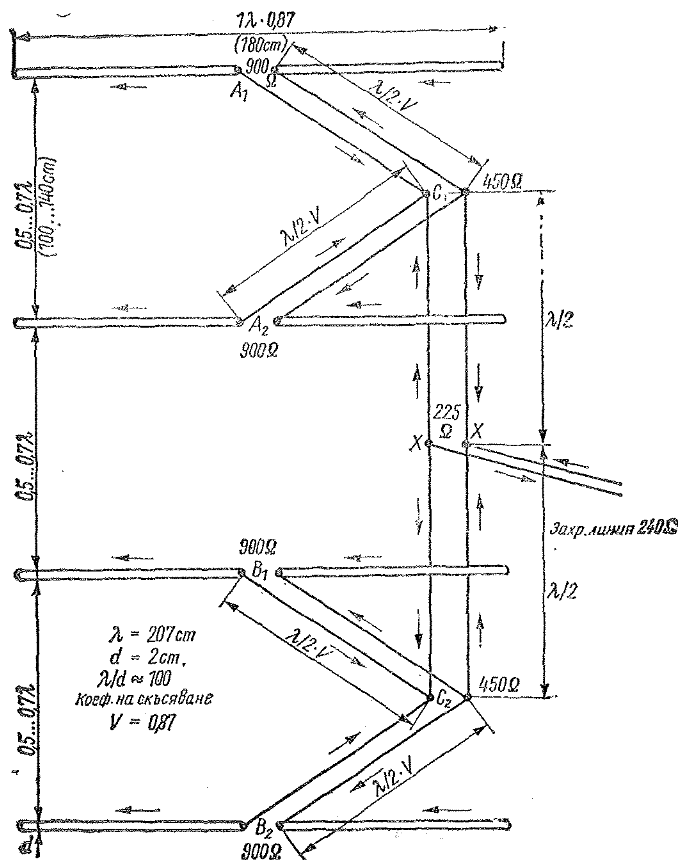
Едно особено подходящо решение на проблемата за захранването показва фиг. 23.4. Четвъртвълновите трансформатори в този случай отпадат напълно, а на тяхно място между XX—A и XX—B са включени полувълнови линии, които, както е известно, предават импеданса в отношение 1 : 1. Входните импеданси в А и в В в предишния случай възлизат на 550 Ω всеки. Те са налице също в XX, но там те са включени паралелно, така че резултиращото съпротивление в точката на захранване



Фиг. 23.3. Групова антена с централно захранване



Фиг. 23.4. Широколентово захранване на една групова антена



Фиг. 23.5
Напълно симетрично широколентово захранване на групова антена

XX е вече 275 Ω. Захранването може да се извърши в такъв случай с 240-омова линия с незначително разсъгласуване. От стрелките, показващи посоката на тока, може да се отгатне, че тук не трябва да се извършва кръстосване на проводниците XX—A и XX—B. Вълновото съпротивление на тези линии не е критично в широки граници, тъй като тук се касае до настроени линии с електрическа дължина λ/2. Може да се употребят двупроводни жични линии с въздушна изолация или УКВ плоска линия, като се съблюдават скъсяващите коефициенти на конкретните линии при оразмеряването на дължина.

На фиг. 23.5 е дадено като пример едно напълно симетрично широколентово захранване на групова антена. В този случай се счита, че зад всеки захранван полувълнов отрязък на разстояние λ/4 се намира по един пасивен паразитен полувълнов рефлектор. Вследствие на това входният импеданс на всяко платно пада на около 900 Ω. Използуват се изключително полувълнови линии, които не трансформират импеданса, така че в главната точка на захранването се получава паралелно свързване на четирите единични съпротивления и импедансът в XX е 225 Ω. Както се спомена, вълновото съпротивление на полувълновите линии не е критично; коефициентът на скъсяване V трябва обаче да се съблюдава (при въздушните линии V=0,975, при УКВ плосък кабел V=0,8, респ. 0,84). Този начин на захранване позволява освен това междуетажното разстояние да се

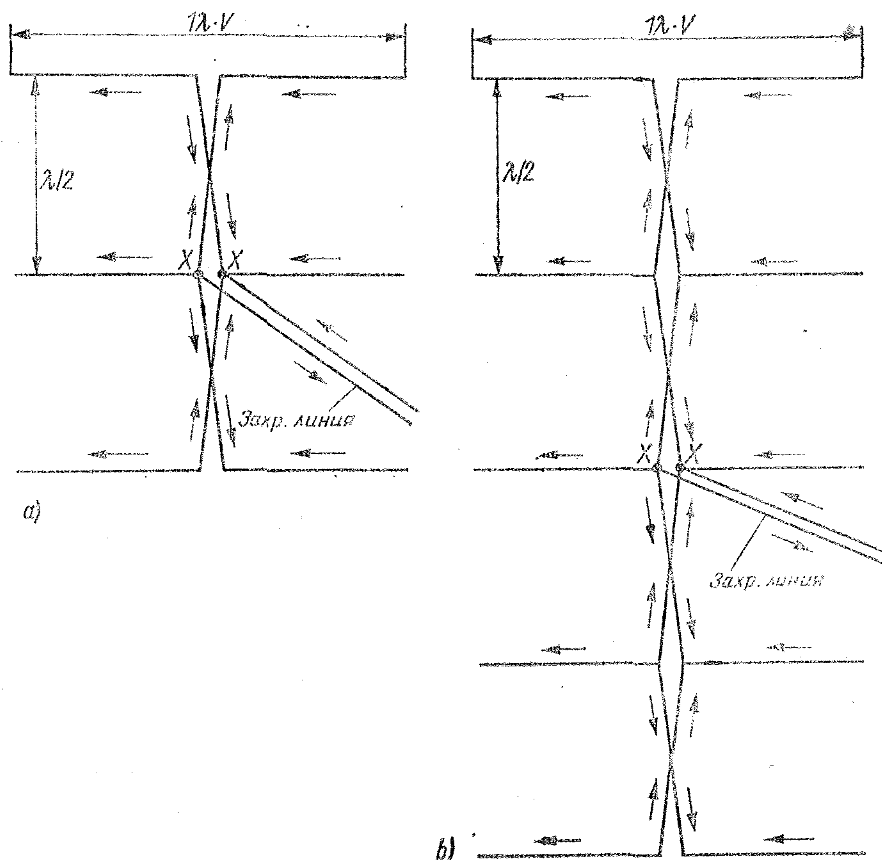
повиши до оптималната стойност от около 0,7 λ, от което се увеличава усилването на антената.

Ако се използува групова антена с нечетен брой паралелни целовълнови диполи, напр. в 3 или 5 етажа, описаните по-горе методи за захранване не могат да бъдат използувани поради неудобства от механично естество. В този случай захранващата линия трябва да се включи директно към средния дипол, както е показано на фиг. 23.6. Ако съпротивлението в точката на захранването вземе „непасваща" стойност, съгласуването към вълновото съпротивление на линията става чрез четвъртвълнов трансформатор в XX.

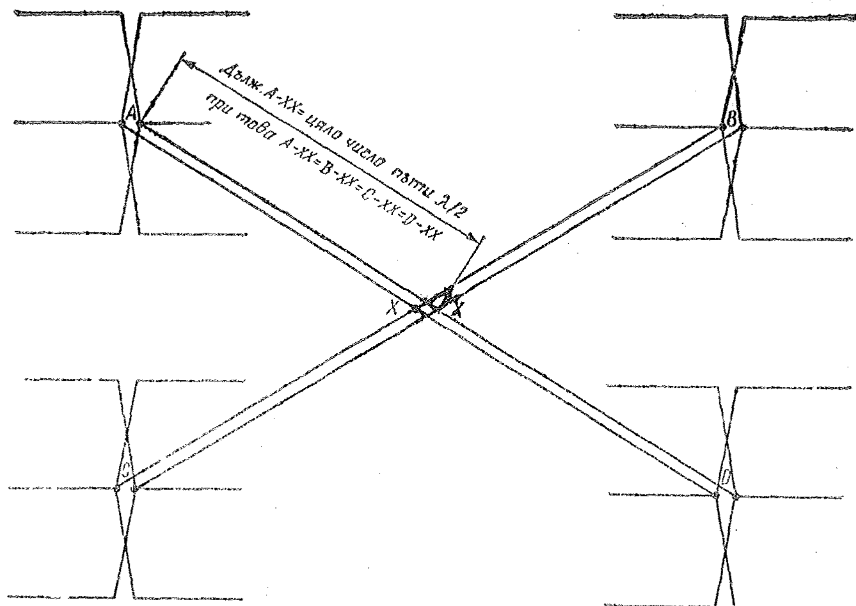
При такова захранване възбуждането на отделните целовълнови диполи не става едновременно, особено при изпълнението с 5 паралелни дипола. По тази причина трябва да се очаква известно изменяне на характеристиката в H-равнината. По-големи системи от групови излъчватели биват разделяни целесъобразно на по-малки групи и възбуждани съгласно фиг. 23.7.

Това захранване обуславя следните предпоставки:

— Отделните групи трябва механи-



Фиг. 23.6. Захранване на групова антена, имаща нечетен брой диполи; *a* — 3 платна, съпротивление в точката на захранване XX = 1/3 от съпротивлението на един единичен целовълнов дипол, *b* — 5 платна, съпротивление в точката на захранване XX = 1/5 от съпротивлението на един единичен целовълнов дипол



Фиг. 23.7. Симетрично захранване на една разнесена групова антена при настроени свързващи линии; съпротивлението в точката на захранване XX=1/4 от входното съпротивление на единичната група в точка A (A=B=C=D)

чески и електрически да са напълно еднакви и да имат в точките на свързване A, B, C и D еднакво съпротивление.

— Свързващите линии A—XX, B—XX, C—XX и D—XX трябва да имат дължина, която е цяло число пъти $\lambda/2$. (Да се съблюдава скъсяващият фактор!) и да са напълно еднакви една на друга.

— Споменатите линии не трябва да се кръстосват (усукват); затова трябва да се внимава в точка XX (както е показано на фиг. 23.7) да се свързват една с друга винаги стоящите от една и съща страна половини на излъчвателите.

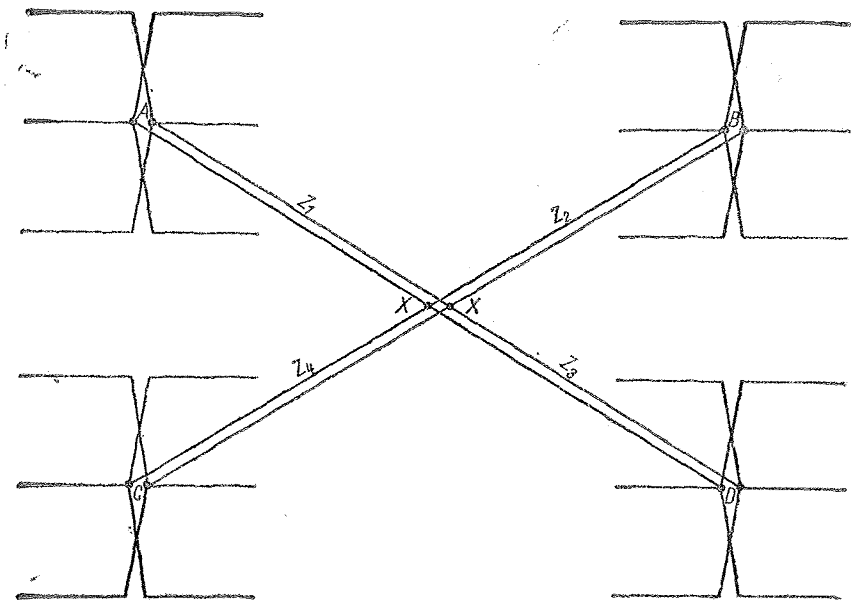
Съпротивлението в точката на захранването XX при показаното паралелно свързване на 4 еднакви диполни групи възлиза на 1/4 от входното съпротивление на една група. Когато входното съпротивление в A, B, C и D възлиза напр. на 240 Ω, съпротивлението в XX е 60 Ω. Четирите свързващи линии са настроени линии, така че тяхното вълново съпротивление практически е без значение. Тъй като единичните диполни групи могат да бъдат разположени на по-големи разстояния една от друга, отколкото при сбития метод на конструиране, нараства и достижимото усилване на антената. Като се спазват дадените правила, е възможно да се захранят по този начин също и големи диполни повърхнини.

Съществува обаче и един друг метод, в който се използуват не настроени, а съгласувани свързващи линии и който предлага както механически, така и електрически предимства. Както се вижда от фиг. 23.8, в този случай се използува същото разполагане на отделните групи, както на фиг. 23.7. Съгласуваните линии Z_1, Z_2, Z_3 и Z_4 могат да бъдат произволно дълги и не зависят от дължината на вълната. Те трябва обаче да имат еднакви геометрични дължини.

Изисква се:

— Отделните групи да са механически и електрически напълно еднакви една на друга, така че да имат едно и също входно съпротивление в точките на свързването A, B, C и D.

— Вълновото съпротивление на свърз-



Фиг. 23.8. Симетрично захранване на една разнесена групова антена при съгласувани свързващи линии; вълново съпротивление Z_1 $(=Z_2=Z_3=Z_4)$; съпротивление в точката на захранване $XX=1/4Z_1$

ващите линии Z_1, Z_2, Z_3 и Z_4 да отговаря точно на входното съпротивление в точките A, B, C и D или да бъде напасвано към него с еднакви съгласуващи звена.

— Споменатите линии да не се кръстосват (усукват). За целта трябва да се внимава в точка XX да се свързват една с друга винаги еквивалентните половинки на излъчвателите.

Тъй като в гореописания случай в точка XX са включени паралелно 4 симетрични линии с едно и също вълново съпротивление, входното съпротивление там представлява 1/4 от вълновото съпротивление на свързващите линии.

Ако например единичните групи A, B, C и D имат входно съпротивление по 240 Ω, тогава трябва за линиите Z_1, Z_2, Z_3 и Z_4 да се използват парчета от 240-омова линия с еднаква дължина. При това положение в точка XX ще имаме импеданс 60 Ω — една стойност, която позволява директното свързване на коаксиален кабел, като ще е необходимо само едно симетриращо устройство. Въпросният импеданс може да бъде трансформиран чрез Q-съгласуващо устройство към линия с произволен импеданс.

Посредством добре обмислена комбинация от настроени и съгласувани свързващи линии, както и на четвъртвълнови трансформатори, е възможно да се захранват правилно и да бъдат импедансно съгласувани също и големи полета от диполи. Трябва да се препоръча използването на съгласувани линии, а не на честотно зависими звена, тъй като честотната зависимост може да предизвика стесняване на лентата. Всички настроени линии са честотно зависими. При сравнително тесните в честотно отношение любителски обхвати обаче въпросът за широчината на лентата не стои на толкова преден план, както е например при телевизията.

23.2. Групови антени с рефлектори

С помощта на рефлектори двупосочното излъчване, перпендикулярно на

площта на груповата антена, може да бъде превърнато в еднопосочно. При това усилването на антената се покачва средно с 3 dB. В същото време под влияние на рефлекторите входното съпротивление на антената се изменя.

Обикновено се използуват рефлекторни отстояния от порядъка на 0,1 до 0,3 λ. При отстояние 0,25 λ входното съпротивление спада незначително (с около 20%), докато при отстояние 0,1 λ се получава спадане на входното съпротивление около 75%. Максимално усилване се получава при рефлекторно отстояние 0,15 λ; в обхвата от 0,1 λ до 0,3 λ усилването се мени най-много с 0,8 dB.

Входното съпротивление на груповите антени може да се коригира допълнително чрез изменяне на рефлекторните отстояния. В следващите примери обаче не е осигурена конструктивно възможност за такова изменяне. За всеки полувълнов участък във всяка диполна редица се предвижда по един настроен полувълнов рефлектор. Целовълнови непрекъснати отрязъци тук не са подходящи, тъй като те не са възбуждани синфазно. Геометричната дължина на един пръчковиден полувълнов рефлектор за УКВ-обхвата се изчислява с достатъчна точност от израза

$$\text{Рефлектор} = \frac{152\,000}{f}, \qquad (23.1)$$

където дължината на рефлектора е в mm, а f — в MHz.

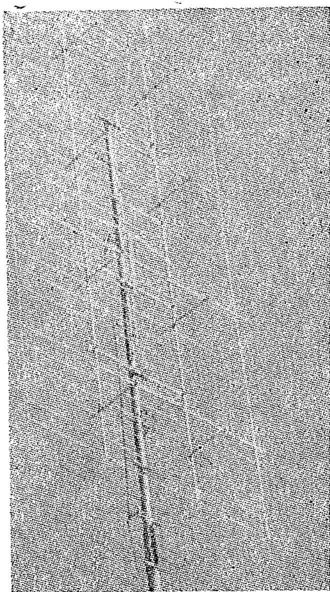
Най-често рефлекторът се изготвя със същия диаметър като този на захранвания елемент.

23.3. Групови антени с рефлекторни стени

Плоскостните рефлектори са все още неудобни за ползуване в метровия обхват поради големите размери, но в дециметровия обхват те се използуват с успех. Една рефлекторна стена, сложена зад диполното платно, би трябвало да бъде във всяка посока поне с λ/2 по-голяма от последното. В противоположност на пръчковидния рефлектор рефлекторната стена не зависи от работната дължина на вълната. Затова пред една релфекторна стена могат да бъдат монтирани няколко излъчвателя с различна работна честота. Рефлекторните стени, изготвени от тенекия, осигуряват особено добро затихване в посока „назад". Тъй като те оказват обаче голямо съпротивление на вятъра, често биват заменяни с мрежеста плоскост или с платно от хоризонтални пръчки. Разстоянието между пръчките, респ. размерът на отворите на мрежата, не трябва да надвишава λ/20. За да се избягнат лоши контакти, проводниците, образуващи мрежата, трябва да са запоени един за друг. Такова запояване е направено в поцинкованите кафезни мрежи.

Мрежата се разпъва по възможност така, че нейните усукани страни да бъдат успоредни на излъчвателите (например при хоризонтална поляризация — водоравно). Рефлекторни платна от паралелни тръби, както това от фиг. 23.9, се използуват рядко от любители. Те са скъпи, а в същото време не осигуряват някакво предимство от електрическа гледна точка спрямо далеч по-евтините стени от метална мрежа.

Отстояние на рефлекторната стена около 0,65 λ осигурява възможното

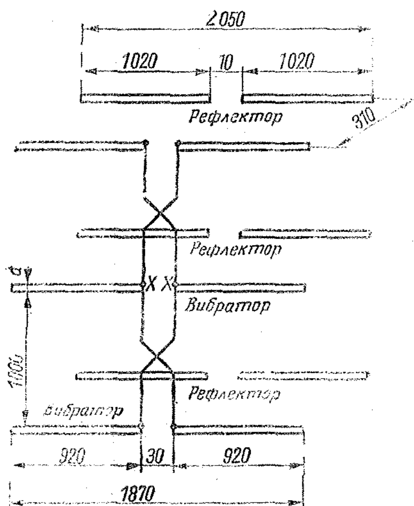


Фиг. 23.9. 8-елементен групов излъчвател пред рефлекторна стена (*DL6MH*)

най-голямо усилване, но не и най-доброто потискане на излъчването в посока „назад", тъй като при това все още голямо разстояние част от енергията „обхожда" отражателя. За осигуряване на простота при механичното изпълнение и добро затихване в посока „назад" най-честото отстояние е от 0,1 λ до 0,3 λ. Заслужава да се отбележи, че при разстояние между излъчвателя и рефлектора около 0,2 λ входното съпротивление на излъчвателната система не се изменя. При приближаване към излъчвателя обаче входното съпротивление пада.

Докато с един настроен пръчковиден рефлектор може да се осигури усилване от 3 dB, добре оразмерената рефлекторна стена може да даде усилване до 7 dB. Още по-големи усилвания могат да се постигнат с ъглови рефлектори, параболични рефлектори и други специални форми.

Като пример на фиг. 23.9 е показан 8-елементен групов излъчвател пред една рефлекторна стена, изградена от пръчковидни елементи.



Фиг. 23.10. 12-елементна групова антена за 2-m обхват

23.4. Практика на груповите антени

С течение на годините между 2-метровите любители се наложи една стандартна форма: 16-елементната групова антена. От всички възможни конструкции на групови излъчватели тя се строи най-често. Много по-рядко се среща 12-елементната група. Тук-там се използуват 24-, 32- и 48-елементни антени, но те са единични случаи, тъй като с увеличаване на броя на елементите съотношението на материалните разходи към усилването става все по-неблагоприятно. За такива антени трябва да се строят стабилни носещи съоръжения, съпротивлението на вятъра е голямо, а осигуряването на възможност за въртене на такова обемисто съоръжение е свързано с механични трудности. От електрическа гледна точка захранването на такива „мамут-антени" не представлява трудност, тъй като в случая обикновено се касае до правилно свързване на 12-елементни групи или на изпитаните 16-елементни групи.

23.4.1. 12-елементна групова антена

Както се вижда от фиг. 23.10, 12-елементната група се състои от 3 целовълнови дипола с настроени полувълнови рефлектори, които са разположени в 3 етажа един над друг, с междуетажно разстояние λ/2. Рефлекторното отстояние е 0,15 λ, а усилването — около 9,5 dB. Входното съпротивление в точка XX е около 240 Ω. Тази захранена в центъра група при оразмеряване за 145 MHz показва широчина на лентата > 15 MHz, т. е. превишава многократно 2-мегахерцовата широчина на любителския обхват. Свързващите проводници между платната са кръстосани, като в точката на кръстосване са добре изолирани един от други. Тъй като в случая се касае до настроени линии с дължина от λ/2, диаметърът на проводниците и разстоянието между тях нямат особено значение. От друга страна, диаметърът на проводниците не трябва да е много малък, тъй като върху тях се образуват стоящи вълни.

Желателно е дадените диаметри на елементите да се спазват, понеже

входното съпротивление и дължината на излъчвателите зависят доста от съотношението дължина/диаметър. Елементите, общо взето, се правят от алуминиеви пръчки с кръгло сечение или от тръби от лек метал; от електрическа гледна точка между тях няма разлика. Свързващите проводници трябва да бъдат също от лек метал с диаметър 3 до 6 mm, тъй като например при връзка между алуминиев и меден проводник възникват разрушителни електролитни процеси. Особено внимание трябва да се обърне на сигурността на контактуването и защитата на контактните точки срещу влага (лакиране, увиване в пластмасово фолио и т. н.). Ако за вибраторите се използува медна тръба, свързващите линии трябва също да бъдат от меден проводник. Свързващите линии се запояват към елементите. Рефлекторите се правят винаги от лек метал.

Коефициентът на стоящи вълни в захранващата линия обикновено е от порядъка на 1,5. Тази стойност може да се подобри чрез грижливо изменяне на рефлекторното отстояние.

Тъй като елементите трябва да бъдат закрепвани в точките на минимума на напрежението посредством изолационни опорни елементи, в качеството на такива е подходящо да се използуват дървени летви. Обикновено се използуват сухи рендосани чамови летви без чепове. Те трябва добре да се импрегнират с ксиламон, карболинеум, ленено масло и др. подобни. На фиг. 23.11 са показани две примерни изпълнения на поддържащата конструкция.

Като се съблюдават дадените в раздел 23.1. указания за разделените групови антени, такива 12-елементни групи биха могли да се комбинират и да се захранват посредством съгласувани линии.

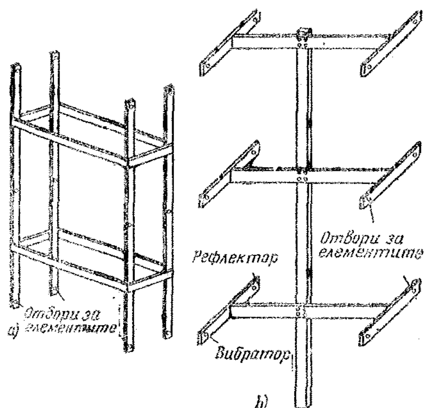
Механични и електрически данни към фиг. 23.10

Диаметър на елементите — d=6 до 10 mm
Диаметър на свързващите линии — около 3 mm (не е критичен)
Височина на антената — около 2000mm=1 λ
Входно съпротивление в точките на захранване XX — 240 Ω, симетрично
Усилване — около 9,5 dB
Затихване в посока „назад" — около 14 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈ ≈60°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈50°

23.4.2. 16-елементна групова антена

Ако към трите платна на 12-елементната група се прибави и един четвърти етаж, се получава 16-елементна групова антена (фиг. 23.12). Широчината на хоризонталната диаграма на излъчването не се изменя, но вертикалният ъгъл на разтвора се намалява, при което усилването нараства с около 1 dB и става около 10,5 dB.

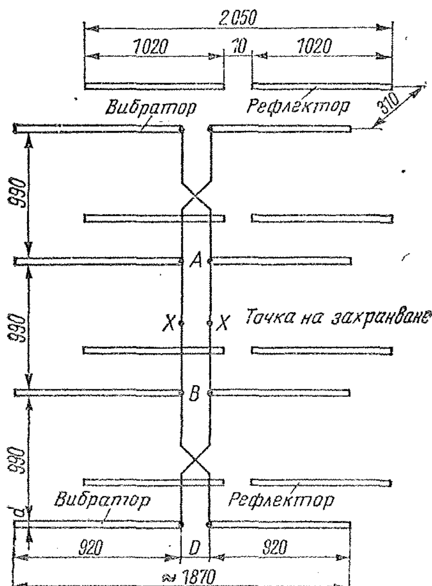
Свързващата линия A—B между втория и третия етаж не се кръстосва и представлява познатото вече паралелно свързване на два четвъртвълнови трансформатора. Нейните размери са критични, тъй като тя трябва да осигури съгласуване между излъчващата система и захранващата линия в точките XX. Ако съпротивлението в XX е, както обикновено 240 Ω, свързващата линия A—B се прави от проводници или тръби, чиито диаметри се отнасят към разстоянието среда на единия проводник — среда на другия проводник, както 1 : 18. При диаметър на проводника 3 mm например разстоянието би трябвало да бъде 54 mm.



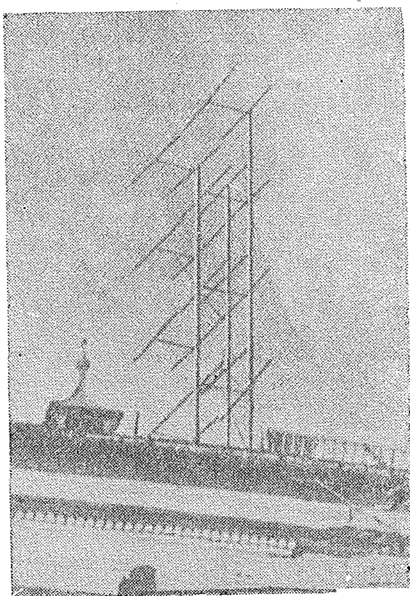
Фиг. 23.11. Носещи рами за 12-елементни групови антени; *a* — особено стабилна рама, *b* — лека рама

Ако трябва да захранваме с 60-омов коаксиален кабел, налице са две възможности: Импедансът на захранването (240 Ω) се запазва, а коаксиалният кабел се включва посредством U-коляно (вж. раздел 7.5.). Втората възможност е самата свързваща линия A—B да изпълнява импедансно трансформиращи функции, така че да осигурява импеданс на захранването в точка XX, равен на 60 Ω. При това трябва да се спази едно отношение диаметър/разстояние между проводниците на линията от 3 : 1. Въпреки че в последния случай входният импеданс отговаря на импеданса на кабела, нужно е да се извърши симетриране посредством четвъртвълново гърне или др. под. Разходите при двата горни варианта са от един и същи порядък.

Кабелът и симетриращото звено трябва да се отвеждат перпендикулярно на свързващата линия, за да се избегне всякакво влияние върху вълновото съпротивление на трансформиращата линия A—B. Механическите данни, посочени за 12-елементната групова антена, по аналогия са валидни и за 16-елементната група. Фиг. 23.13 показва един пример за изпълнение на 16-елементен групов излъчвател.



Фиг. 23.12. 16-елементна групова антена; вж. текста за размерите на свързващите линии A—B; диаметър на всички елементи = 10 mm; широчината на междината D се определя от оразмеряването на линията A—B



Фиг. 23.13. 16-елементна групова антена на OE2JG

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 10 mm (допуска се до 12 mm)

Диаметър на кръстосаните проводници за връзка между етажите — 3 mm (не е критичен)

Линия A—B: отношение диаметър/разстояние = 1 : 18, например 3 mm: 54 mm (не е критично)

Височина на антенната група — около 3000 mm

Входно съпротивление — 240 Ω, симетрично

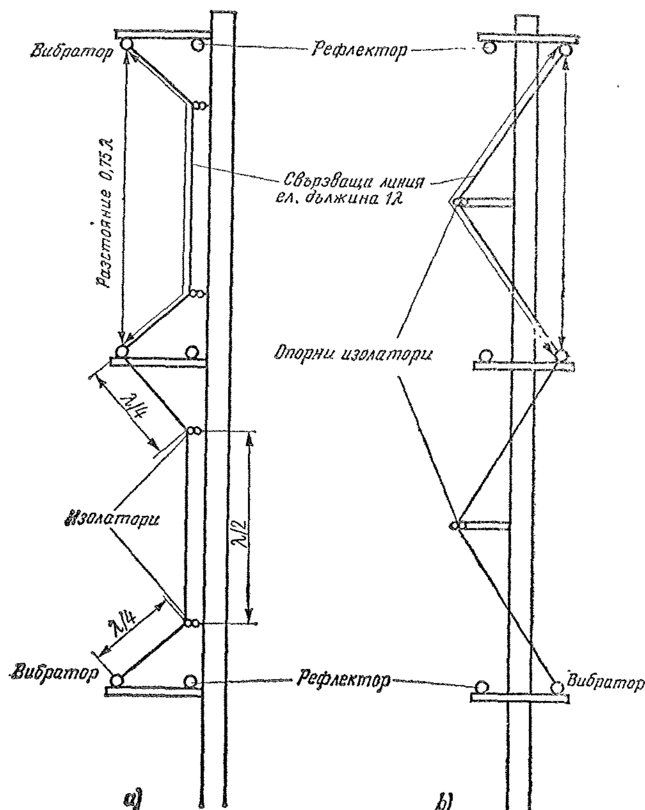
Усилване — около 10,5 dB

Затихване в посока „назад“ — около 14 dB

Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E) ≈ ≈ 60°

Вертикален ъгъл на разтвора (α_H) ≈ 42°

Груповите антени могат да се правят с много модификации в изпълнението и захранването. Двата примера, които



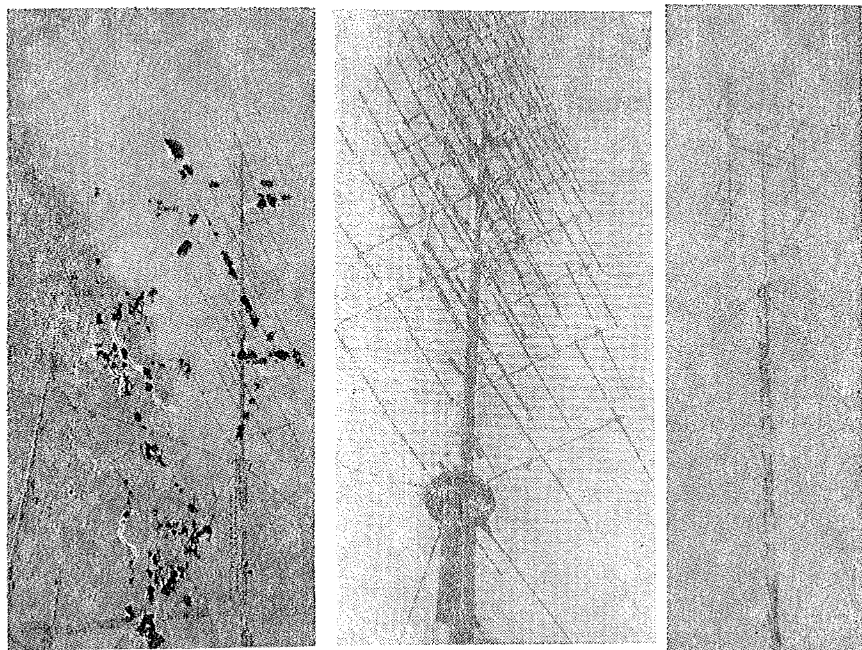
Фиг. 23.14
Целовълновата свързваща линия позволява избирането на оптимално разстояние между етажите; *a* и *b* — примери за конструктивно изпълнение

бяха посочени във връзка с по-горните теоретични пояснения, дават на читателя достатъчно подтици за собствени конструкции. В заключение към това — няколко указания.

В примерите беше прието междуетажно разстояние λ/2, тъй като разнасянето беше предварително определено от избраните полувълнови линии за връзка. Най-голямото възможно усилване на антената обаче се получава при разстояние между двата паралелни полувълнови или целовълнови диполи около 0,65 λ. Това оптимално разстояние се мени при изменяне броя на платната, както следва:

2 платна — разстояние 0,65 λ
3 платна — разстояние 0,75 λ
4 платна — разстояние 0,80 λ
5 платна — разстояние 0,83 λ
6 платна — разстояние 0,86 λ
8 платна — разстояние 0,90 λ

Това са, разбира се, приблизителни стойности. Тези оптимални стойности за междуетажното разстояние се постигат чрез целовълнови свързващи линии. Тъй като обаче разстоянието между етажите винаги е по-малко от 1 λ, линията се прекарва по начупена линия, за да се обере излишъкът от дължина. Фиг. 23.14 дава два примера на изпълнение. Методът от 23.14*a* има известно предимство пред този от 23.14*b* поради това, че двупроводната линия се поддържа на разстояние λ/4 от вибраторите, т. е. в точки, в които има минимум на напрежението. По тази причина там могат да се използват къси опорни изолатори, към качествата на които не се предявяват



Фиг. 23.15. Образцово изпълнени групови антени; *a* — 48-елементна групова антена на *DL6MH*, вляво от нея — 12-елементна група, *b* — 48-елементна групова антена на *DL6MH* *c* — 48-елементна групова антена на *DJ3EA*

никакви особени изисквания. При изпълнението, показано на фиг. 23.14*b*, линията се поддържа на разстояние $\lambda/2$, т. е. в максимума на напрежението, затова тук са необходими висококачествени опорни изолатори. При целовълновите линии трябва да се има предвид коефициентът на скъсяване, чиято стойност при паралелни двупроводни линии с въздушна изолация е 0,975, а при по-дебелите линии от паралелни тръби с въздушен диелектрик възлиза на 0,95. Могат да се използуват също УКВ лентови кабели, симетрични шлаухови линии и ширмовани симетрични двупроводни линии. Техните коефициенти на скъсяване позволяват намалените съобразно този коефициент целовълнови линии да се прекарват без обходни пътища (*V* за различните типове кабели има стойности от 0,65 до 0,85). В противоположност на полувълновите свързващи линии при целовълновите линии не трябва да се прави кръстосване на двата проводника, захранващи два съседни синфазно възбуждани етажа.

При етажиране на полувълнови диполи един над друг тяхното входно съпротивление намалява и добива минимална стойност при оптималното междуетажно разстояние. Целовълновите диполи, от които обикновено са съставени груповите антени, се държат в това отношение по точно обратния начин — при тях оптималното междуетажно разстояние съвпада с едно повишаване на входното съпротивление.

На фиг. 23.15 са показани няколко групови антени, построени от любители, които биха могли да служат като образец.

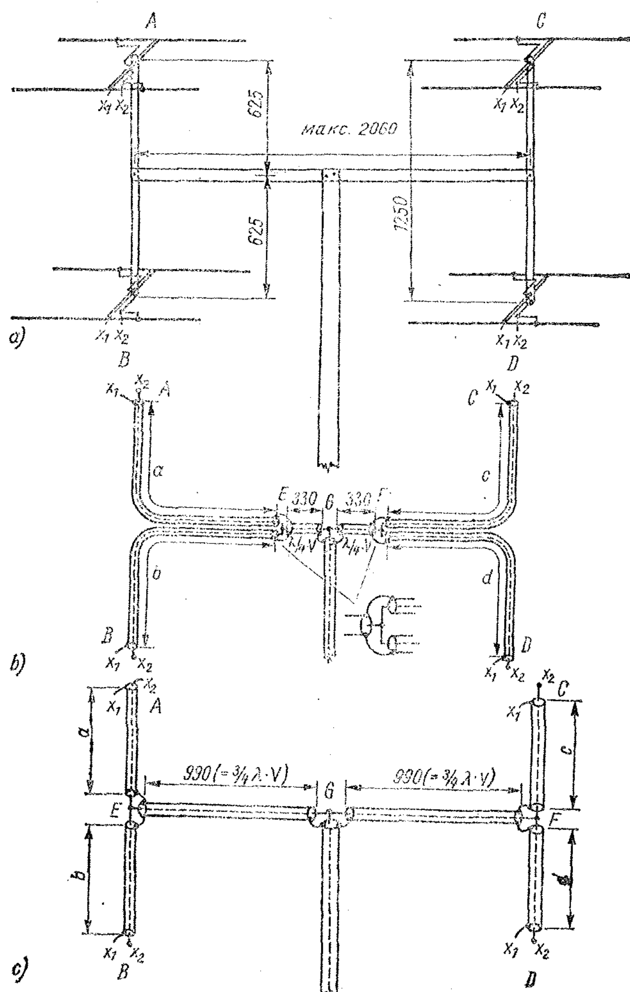
23.4.3. *HB9CV*-групова антена

Антената *HB9CV* се характеризира с голямо усилване, ниска цена и малко съпротивление на вятъра. По тези причини идеята да се използува тя като съставен елемент на една групова анте-

на съгласно раздел 22.1.2. е примамлива. *DM2AWD* е конструирал една група от четири *HB9CV*-антени, която въпреки изключително малкия разход на материали е равностойна на една „9 над 9“ Яги-антена.

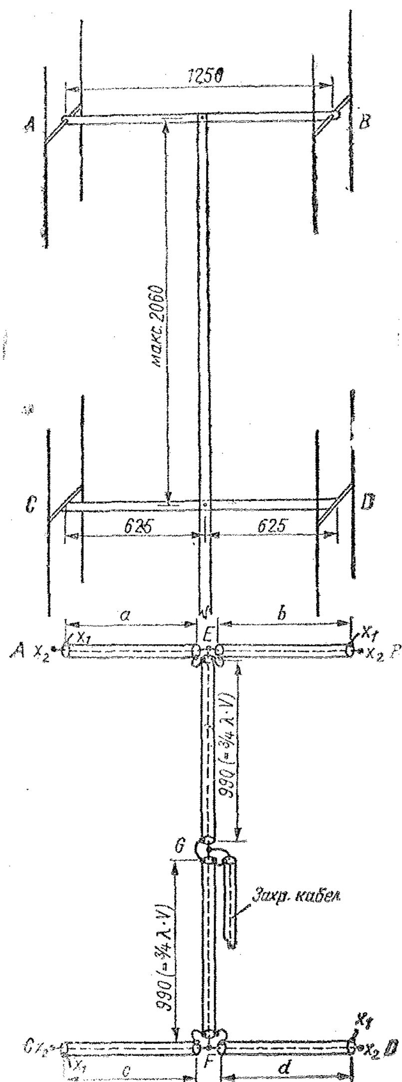
Използуваните *HB9CV*-системи са изпълнени съгласно фиг. 22.2 и имат входно съпротивление 60 Ω всяка. При групиране на системите, по начина, показан на фиг. 23.16*a* вертикалното разнасяне между елементите A и B, както и между C и D, е 1250 mm; то оттоваря на 0,6 λ, следователно е близко до оптималното (минимално разнасяне 0,5 λ). Хоризонталното разнасяне между A и C, респ. между B и D, примерно между центровете на елементите, е избрано 2060 mm (=1 λ). Групата е в целометално изпълнение.

Захранването на тази четворна група е изпълнено много просто и разумно, като е използуван изключително 60-омов коаксиален кабел. Възбуждането на системите става по начина, показан на фиг. 23.16*b* и фиг. 23.16*c*, като за



Фиг. 23.16
Хоризонтално поляризирана *HB9CV* група—конструктивно изпълнение и захранващи системи

прегледност са показани само линиите, към краищата на които (X_1 и X_2) се включват отделните *HB9CV*-антени. Всички свързващи отрязъци са от един и същ 60-омов кабел, като този, с който се извършва изобщо захранването. По-



Фиг. 23.17. Вертикално поляризирана *HB9CV*-група — конструктивно изпълнение и захранващи системи

следният се включва в централната точка G.

Предполага се, че входните съпротивления на четирите отделни системи A, B, C и D лежат близо до стойността 60 Ω. Кабелните отрязъци a, b, c и d могат да бъдат включени към принадлежащите точки на захранване X_1 и X_2, като ще бъде налице импедансно съгласуване и входните импеданси, без да зависят от дължините на линиите, ще се явят без изменение в краищата E, респ. F на линиите. При това положение дължините на отрязъците a, b, c и d могат да бъдат произволни и се избират съобразно механичните изисквания. Съществено е обаче дължините на четирите отрязъка да бъдат точно равни, тъй като в противен случай ще се появят разлики във времето за разпространение, респ. — фазови разлики. Практически дължините на отрязъците a, b, c и d биха могли да бъдат при изпълнение съгласно фиг. 23.16*b* по 1285 mm или при изпълнение съгласно фиг. 23.16 *c* — по 625 mm. В точките E, респ. F линиите a и b, респ. c и d са включени паралелно. Това паралелно включване на импеданси от по 60 Ω дава резултиращ импеданс в точката E, респ. F, 30 Ω. Между E и G, както и между F и G, са въведени четвъртвълнови трансформатори (вж. раздел 6.5.). Те представляват също отрязъци от 60-омов кабел и имат електрическа дължина 1/4 λ (фиг. 23.16*b*). Същите трансформаторни свойства имат проводниците, чиито електрически дължини са нечетно число пъти кратни на 1/4 λ. Затова във варианта, показан на фиг. 23.16*c*, е използувана трансформираща линия с електрическа дължина 3/4 λ. Като се вземе предвид скъсяващият фактор *V*, който при 60-омови кабели с плътен (без въздушни междини) полиетиленов диелектрик обикновено има стойност 0,66, за механическите дължини на двата четвъртвълнови трансформатора от фиг. 23.16*b* се получават по 330 mm (1/4 λ . 0,66). При еквивалентното от електрическа гледна точка изпълнение според фиг. 23.16c дължините им са по 990 mm (3/4 λ . 0,66). От важещото за четвъртвълновите трансформатори съотношение

$$Z_A = \frac{Z^2}{Z_E}$$

следва, че всеки трансформатор създава в точка G по един импеданс $Z_A = 120\,\Omega$ ($Z_A = \frac{60^2}{30} = 120$). Тъй като в тази точка пак е налице паралелно свързване на два импеданса, резултиращият импеданс в централната точка на захранването е 60 Ω, така че като захранващ кабел може да се използува 60-омов кабел, включен в точка G. Получава се правилно импедансно съгласуване и синфазно възбуждане на четирите единични системи. За осигуряване на синфазно съгласуване трябва да се съблюдава и правилното включване на краищата на свързващите линии към вибраторите на отделните *HB9CV*-платна. Всички γ-членове в точките на свързване на кабела трябва да сочат в една и съща посока.

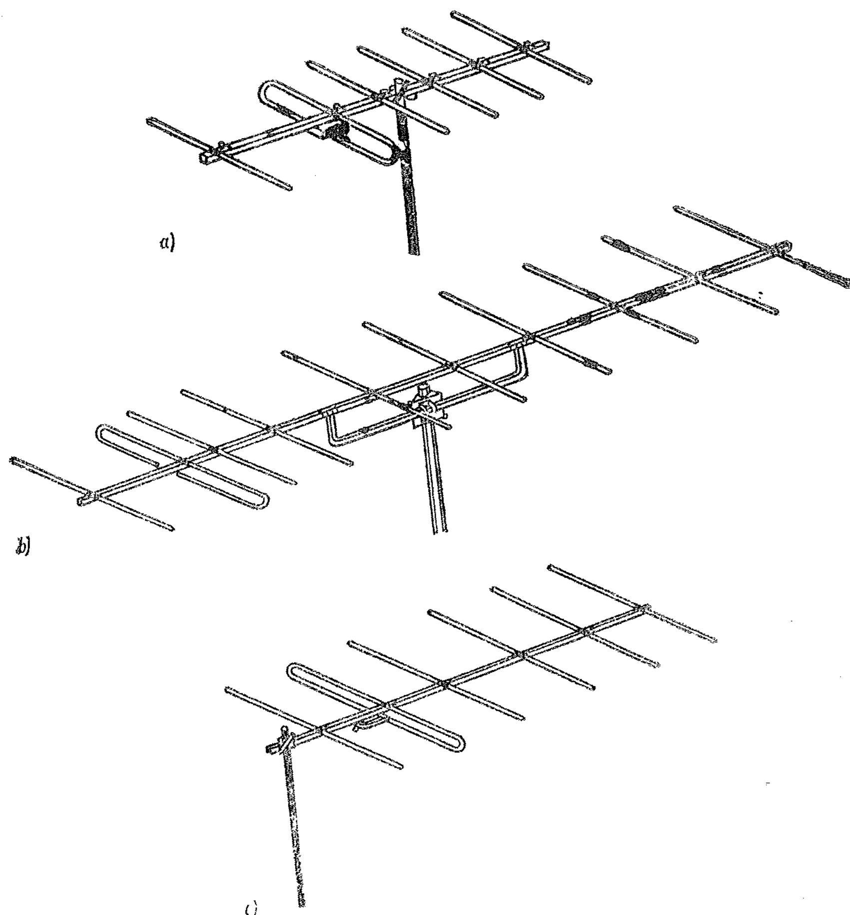
В точките на свързване E, F и G трябва да се свържат един с друг всички външни и вътрешни линии, при което трябва да се осигури уплътняване на връзките срещу корозия (пластмасови лепила, заливни смоли). Вибраторната система според фиг. 23.16*c*, която е еквивалентна в електрическо отношение, има известни предимства, тъй като при нея е необходимо по-малко количество кабел.

При хоризонтално разнасяне A—C, респ. B—D, равно на 1 λ, се постига малък хоризонтален ъгъл на разтвора от около 30°; едновременно с това вследствие на относително голямото разнасяне се появяват и два силно изразени странични листове в хоризонталната диаграма. По тази причина е полезно тези разстояния да се намалят на 0,6 до 0,7 λ (=1250 до 1450 mm). В този случай страничните листове изчезват и хоризонталният ъгъл на разтвора нараства на около 40°. При това намаляване на системата спада и натоварването от вятъра. Вертикалният ъгъл на разтвора е около 55°, така че усилването на антената е от порядъка на 11 dB.

Особено подходяща за използуване е групата от четворка *HB9CV*-антени при вертикална поляризация, както е показано на фиг. 23.17. Представеното конструктивно изпълнение осигурява липсата на неблагоприятни влияния върху характеристиката на излъчване от страна на металната носеща конструкция. При това изпълнение също е препоръчително да се намали разстоянието 2060 mm на около 1450 mm и въз основа на механични съображения трансформиращите кабелни отрязъци да се оразмерят съобразно фиг. 23.16 *b* като електрически λ/4 отрязъци (330 mm). При вертикална поляризация хоризонталният ъгъл на разтвора има стойност около 55°, а вертикалният ъгъл на разтвора — около 40°. И тук може да се очаква усилване от порядъка на 11 dB.

24. Яги-антени и групови излъчватели за 70-сантиметровия любителски обхват

В областта на дециметровите вълни, в която на любителите е предоставен 70-сантиметровият обхват, общо взето, най-широка употреба намират дългите Ягита. Сравнително слабата „населеност" на този обхват не оправдава инвестирането на много средства за сложни антенни системи. По тази причина любителят обикновено се захваща за една антена, с която при минимални



Фиг. 24.1. Закрепване на СВЧ-антената към мачтовата тръба: *a* — грешно закрепване, тръбата минава между елементите и е странично изместена, *b* — добро решение, закрепване върху надлъжна опора, *c* — най-добро решение, антената е пред опорната тръба

разходи за механиката се постига максимално усилване. На такова изискване най-добре отговарят дългите Яги-антени. Възраженията срещу малкия хоризонтален ъгъл на разтвора тук нямат съществено значение, тъй като повечето връзки на 70 cm се правят като добавка към една връзка на 2 m със същата насрещна станция, така че повиквателният знак и местоположението на 70-сантиметровия партньор са в повечето случаи известни и антената може да бъде подходящо насочена. Практически всеки 70-сантиметров любител работи също и на сравнително гъсто заселения 2-метров обхват и използува последния за подготвяне на 70-cm връзки.

За близки връзки на 70 cm се използуват също и къси Яги-антени. И накрая този, който не иска много често да върти антената си, ще намери за удобна една групова антена.

В дециметровия обхват честотнозависимите загуби рязко нарастват, затова използуването на изолатори, вкл. и на висококачествени такива, трябва да се избягва. Най-добрият изолатор в случая си остава въздухът. Захранващите линии трябва да се правят възможно най-къси! Плоският УКВ лентов кабел в най-добрия случай би могъл да се ползува при работа с портативни станции като временен „кабел за хубаво време". За стационарна работа са подходящи най-добри коаксиални кабели (по възможност с въздушни междини в диелектрика).

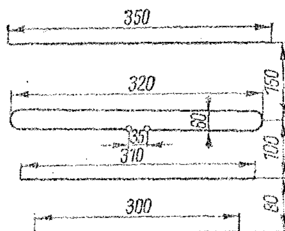
При механическото изпълнение на дециметровите антени трябва особено много да се внимава да не се получат деформации на полето, възникващи вследствие на нецелесъобразно монтирани метални части. Това важи особено за антенната мачта. Тя не трябва нито да стърчи между елементите, нито да бъде странично изместена спрямо трегера на елементите. Тези две грешки са показани като отрицателен пример на фиг. 24.1*a*. В метровия обхват такова едно закрепване е съвсем обикновено и допустимо; при една антена за дециметровия обхват обаче то предизвиква значително влошаване на качествата на антената. Къси 70-сантиметрови Ягита могат да се укрепят директно върху сравнително тънка мачта, ако се съблюдава изискването антенният трегер да е фиксиран непосредствено на върха на мачтата и да не е изместен встрани от нея. По-дълги Яги-антени се укрепват посредством подпора, както е показано на фиг. 24.1*b*. 70-cm Ягита се правят предимно в целометално изпълнение. Това положение е взето предвид при данните за размерите на следващите описания на антени. Когато не е изрично посочена друга стойност, диаметърът на антенния трегер (стрелата) се приема, че е между 15 и 25 mm. Всички данни са дадени в mm.

24.1. 4-елементна Яги-антена с широка честотна лента

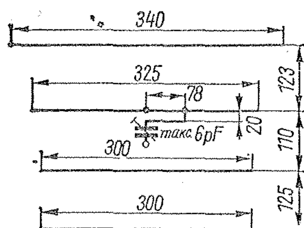
Четириелементната Яги-антена, дадена на фиг. 24.2, може да бъде използувана в честотния обхват от 400 MHz до 470 MHz. Тя има входно съпротивление около 240 Ω и би трябвало поради споменатите вече причини да се захрани с коаксиален кабел посредством полувълново U-коляно (вж раздел 7.5.). Ако за U-коляното се използува обикновен коаксиален кабел, който има скъсяващ фактор 0,66, геометричната дължина на коляното възлиза на 228 mm. Ако се използува специален кабел с малки загуби, например такъв с въздушни междини в диелектрика (напр. тип *60-7-3*), скъсяващият фактор е от порядъка на 0,77 и геометричната дължина на коляното ще възлезе на 226 mm. Не трябва да се опасяваме от стесняване на честотната лента вследствие използуването на U-коляното.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 4 до 8 mm
Дължина на антената — 335 mm



Фиг. 24.2. 4-елементно широколентово Яги за 435 MHz

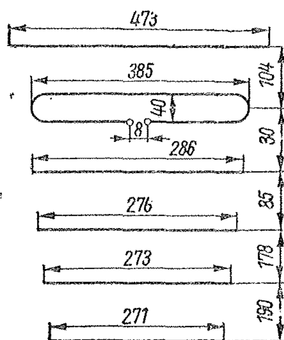


Фиг. 24.3. 4-елементно Яги с гама-съгласуване

Входно съпротивление — около 240 Ω, симетрично
Усилване — около 6,5 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈60°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈100°

24.2. 4-елементна Яги-антена с гама-съгласуване

Тази антена за 70 cm е предназначена за директно включване към коаксиален кабел; несиметричността на точката на захранване се постига с гама-съгласуване. Тримерът (макс. капацитет около 6 pF) е включен серийно на жилото на кабела. Той служи, както вече беше обяснявано, да компенсира реактивната съставна с индуктивен характер, която се въвежда от гама-съгласуването. Тази антена може да бъде препоръчана особено много за портативна работа (фиг. 24.3).



Фиг. 24.4. 6-елементно Яги за 70-cm обхват

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 8 mm
Диаметър на трегера (стрелата) — 15 mm
Диаметър на проводника за гама-съгласуването — 2 mm, CuAg
Входно съпротивление — 50 до 60 Ω, несиметрично
Дължина на антената — 365 mm
Включване на кабела: вътр. проводник (жилото) — последователно, през тримера;
външен проводник (оплетка) — в заземената средна точка на елемента
Усилване — около 6,5 dB
Затихване в посока „назад" — около 14 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈60°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈100°

24.3. 6-елементна Яги за 435 MHz

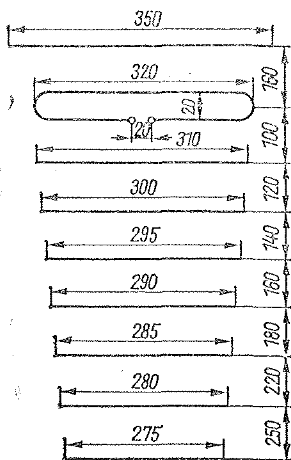
Тази 6-елементна антена може да се разглежда като преходна към категорията на дългите Яги-антени. При едно усилване от около 9 dB тя осигурява добро съотношение между мощност и разноски по изпълнението ѝ. При използването ѝ за стационарна работа се препоръчва захранване с коаксиален кабел. За целта в точката на захранване трябва да се включи полувълново U-коляно, както бе описано в раздел 2.1. Скицата с размерите е дадена на фиг. 24.4.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 6 до 10 mm
Дължина на антената — 590 mm
Изпълнение на захранвания елемент — вж. фиг. 24.8*b*
Входно съпротивление — около 240 Ω, симетрично
Усилване — около 9 dB
Затихване в посока „назад" — около 15 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈50°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈63°

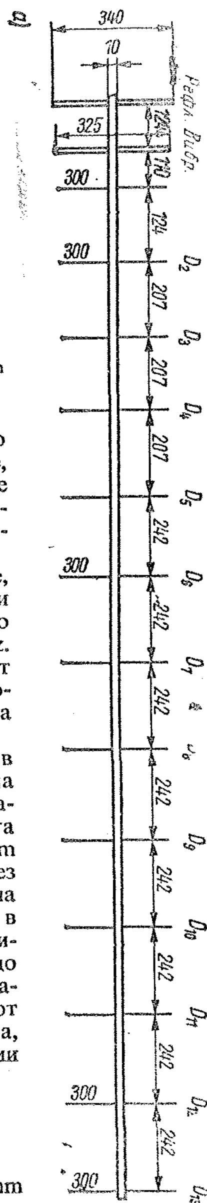
24.4. 9-елементна антена дълго Яги

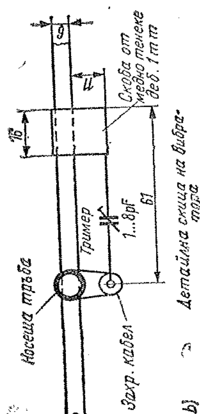
На фиг. 24.5 е показана строителната схема на едно дълго Яги, чиято дъл-



Фиг. 24.5. 9-елементно дълго Яги за 70-cm обхват

Входно съпротивление — около 240 Ω, симетрично
Усилване — около 11,5 dB
Затихване в посока „назад" — около 19 dB





Фиг. 24.6. 15-елементно дълго Яги на DL ø SZ: *a* — схема на конструкцията, *b* — чертеж на захранващия елемент

жина е почти 2 λ. Тук се касае за едно сравнително теснолентово изпълнение, което обаче ще позволи да се покрие без намаляване на усилването използуваният в Европа 70-сантиметров любителски обхват.

В тази връзка трябва да се спомене, че 70-cm обхват е зает от любителски станции само в участъка от 432 до 436 MHz, по-рядко — до 438 MHz. Това, от една страна, е следствие от регионалното разпределение на честотите, което съгласно международната договореност (Женевските решения, 1959) допуска за любителска дейност в I район — Европа, Азиатска част на СССР, Африка — да се използва участъкът между 430 и 440 MHz. От друга страна, предавателната честота в 70-cm обхват почти винаги се получава чрез утрояване на изходната честота на един 2-метров предавател. Тъй като в I район в 2-метровия обхват за любителите е отреден участъкът 144 до 146 MHz, излиза практически, че работният обхват на 70 cm ще бъде от 432 до 438 MHz. От всичко това следва, че за работа на 70 cm не са необходими особено широколентови антени.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 4 до 6 mm
Дължина на антената — 1335 mm

Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈44°

Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈48°

24.5. 15-елементно дълго Яги по *DLØSZ*

Това дълго Яги, представено на фиг. 24.6, е дълго 4,35 λ (отнесено към 435 MHz) и дава усилване 15,2 dB. Съгласуването на коаксиалния кабел, предвиден за захранване на антената, се извършва чрез един опростен гама-член (вж. детайлната скица от 24.6*b*). Въпреки че оригиналното изпълнение е за захранващ кабел с вълново съпротивление 52 Ω, за целта може да се използува и 60-омов кабел, без да е необходимо каквото и да било изменение в системата, тъй като тримерът в гама-члена (изменение по капацитет 1...8 pF) позволява точно напасване. Този тример трябва да бъде защитен срещу влияния на времето, като се постави във водонепроницаема пластмасова кутийка.

Външният предпазен шланг на захранващия кабел трябва да се отстрани по протежение на 15 mm от края на кабела. Освободената оплетка (външният проводник на кабела) се увива с посребрен проводник 1 mm и се запоява, а последният се свързва стабилно и сигурно към заземената средна точка на вибратора. Вътрешният проводник на кабела се свързва с тримера. Всички краища трябва да се запоят много добре и да се защитят от проникване на влага.

Всички директори имат една и съща дължина — 300 mm — и са изготвени от дуралуминиеви пръчки с кръгло сечение и диаметър 4 mm. Дългият почти 3 m носач на елементите е от стабилна тръба (дурал или стомана) с диаметър 10 mm, на която са направени съответни отвори, поемащи елементите.

Механични и електрически данни

Диаметър на захранвания елемент и рефлектора — 6 mm, а на директорите — 4 mm

Антенен трегер (стрела) — 10 mm диаметър

Дължина на антената — 2920 mm

Входно съпротивление — 50 до 60 Ω, несиметрично

Усилване — около 15 dB

Затихване в посока „назад" — около 22 dB

Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈28°

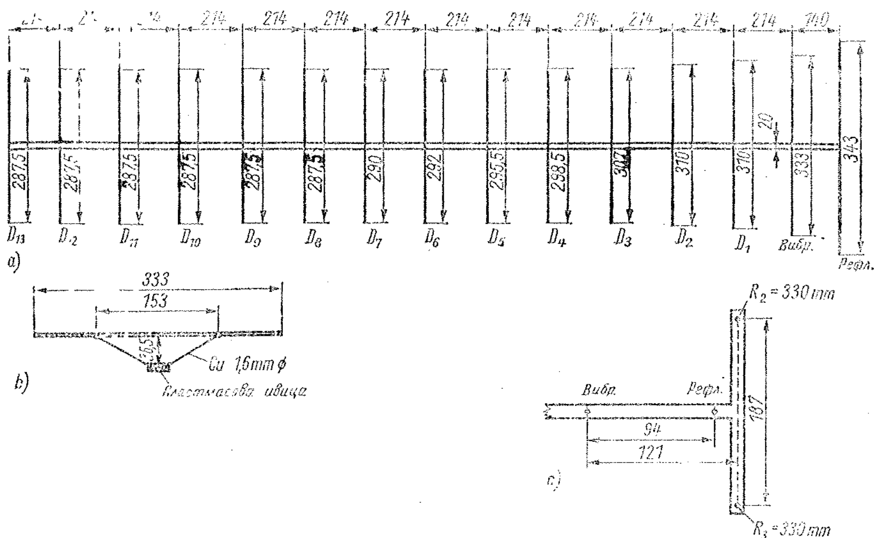
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈30°

24.6. 15-елементно дълго Яги по *WØEYE*

От *WØEYE* беше разработена една конструкция на 15-елементно дълго Яги, позволяващо по-нататъшно разширение, която е изпитана с успех вече много пъти. При относителна дължина на антената 4,2 λ с нея се постига едно усилване от 14 dB. Конструктивните подробности на антената се виждат от фиг. 24.7. Входното съпротивление в точката на захранване е доведено до 50 Ω, симетрично, посредством просто делта-съгласуване; чрез малки измествания на точките на включване към вибратора могат да се получат и други стойности на входното съпротивление (фиг. 24.7*b*). За правилно свързване към коаксиалния кабел е необходимо разсиметриращо устройство, като например Pawsey-звено или четвъртвълново гърне (вж. раздел 7.).

Всички елементи са с диаметър 5 mm (тръби или пръчки) и се поемат от метален трегер с диаметър 20 mm и дължина 2,95 m.

Малко необичайна е възможността за разширяване на антената и довеждането ѝ до 17-елементна система чрез добавяне на допълнителните елементи R_2 и R_3. В този случай разстоянието между рефлектора и захранвания елемент трябва да се намали на 94 mm. R_2 и R_3 се монтират над, респ. под, плоскостта на антенното платно и са отдалечени от захранвания елемент повече, отколкото рефлекторът. Допълнителните елементи R_2 и R_3 не могат да бъдат наречени рефлектори, тъй като тяхната геометрична дължина е малко по-малка от тази на захранвания елемент. Посредством това разширяване на излъчвателния център (вж. раздел 22.3.) се постига увеличение на усилването 0,5 dB, като при това входното съпротивление не се изменя.



Фиг. 24.7. 15-елементно Яги на $W\varnothing EYE$: *a* — схема на конструкцията, *b* — чертеж на захранвания елемент, *c* — разширен вариант с допълнителни елементи R_2 и R_3 (разрез)

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 5 mm
Трегер (стрела) — 20 mm диаметър
Дължина на антената — 2930 mm
Входно съпротивление — 50 Ω, симетрично
Усилване — 14 dB (респ. 14,5 dB)
Затихване в посока „назад" — около 21 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈30°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈35°

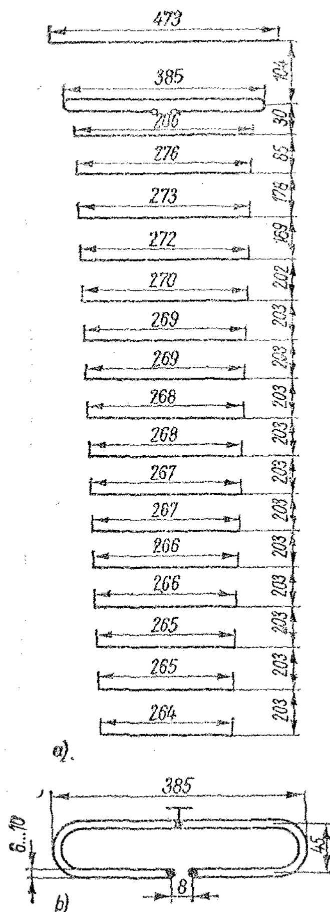
24.7. 18-елементно широколентово дълго Яги

Това дълго Яги, конструирано по модерните принципи, доказва, че е възможно също и при сравнително широка лента да се постигне оптимално усилване, както и това, че входното съпротивление може да бъде задържано около 240 Ω въпреки големия брой елементи. С такива модерни излъчвателни системи радиолюбителят встъпва в крак със съвременните тенденции, наблюдавани се в развойните бази на индустрията за телевизионни антени. Въпреки че за любителските нужди не се изискват такава широчина на честотната лента, тя не е недостатък, стига да може да се постигне оптимално усилване, както става в случая.

На фиг. 24.8 са дадени всички размери на тази препоръчителна антена. Едно съкратяване, респ. намаляване, на броя на елементите във вълноводната система (вж. фиг. 22.7), е напълно възможно като при това входното съпротивление не се изменя. Възбудителният център и преходната зона се простират до директор 3, така че, като се започне от най-външния директор, може да се премахнат произволен брой директори на вълноводната система. Разбира се, усилването на антената съответно намалява и ъглите на разтвора се увеличават.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 6 до 10 mm
Дължина на антената — 3030 mm
Входно съпротивление — около 240 Ω, симетрично
Усилване — около 16 dB
Затихване в посока „назад" — около 24 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈25°



Фиг. 24.8. 18-елементно широколентово дълго Яги за 70 cm; *a* — схема на конструкцията, *b* — чертеж на захранвания елемент

Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈25°

Препоръчва се захранването да става с коаксиален кабел и полувълново U-коляно.

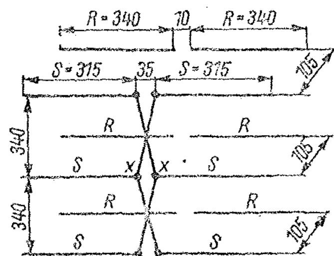
24.8. 12-елементен групов излъчвател за 70 cm

Груповите антени могат да бъдат използувани с успех и на 70 cm. В този честотен обхват широчината на лентата на груповите излъчватели е от порядъка на 50 MHz. Въпреки това антени от този тип се използуват доста рядко в дециметровия обхват поради сравнително големите разходи за механична обработка.

Общо взето, трябва да се внимава да не се допуска използуването на каквито и да било изолационни материали в точките на захранване, респ. в краищата на свързващите линии (максимум на напрежение!). Там трябва задължително да се предвиди въздушна изолация. Освен това групата трябва да се намира пред двата вертикални трегера (съобразно показаното на фиг. 24.1c). На фиг. 24.9 са дадени механичните размери на един 12-елементен групов излъчвател. Поясненията, дадени в раздел 23., важат съответно и за групови антени в дециметровия обхват.

Механични и електрически данни

Диаметър на елементите — 3 до 5 mm
Диаметър на свързващите проводници — 1 до 3 mm (не е критичен)
Височина на антената — 680 mm
Съпротивление в точката на захранване (XX) — около 240 Ω, симетрично
Усилване — около 9,5 dB
Затихване в посока „назад" — около 14 dB
Хоризонтален ъгъл на разтвора (α_E)≈≈60°
Вертикален ъгъл на разтвора (α_H)≈50°



Фиг. 24.9. 12-елементна групова антена за 70-cm обхват

25. УКВ антени с кръгова диаграма на излъчването

В някои случаи е желателно използуването на кръгови излъчватели, т. е. на антени, чиято диаграма на насоченост в хоризонталната равнина е кръгообразна.

Не е трудно да се създаде кръгов излъчвател за УКВ с вертикална поляризация, тъй като всеки вертикално поставен полувълнов дипол излъчва кръгообразно в посока напречно на своята ос — т. е. в хоризонталната равнина. Такива вертикално поляризирани кръгови излъчватели се използуват често за връзка в транспорта и в други изменящи положението си свързочни пунктове. Все по-често се използува вертикална поляризация и на 2-метровия любителски обхват, тъй като повечето от станалите вече много популярни ЧМ транслатори работят с вертикално поляризирани кръгови излъчватели.

По начало е много трудно, а за любителите и практически невъзможно да се конструира една хоризонтално поляризирана антена с точно кръгова хоризонтална диаграма. Идеална кръгова характеристика обаче в повечето случаи не е необходима, затова кръгови излъчватели се наричат всички антени, които повече или по-малко добре излъчват във всички посоки на хоризонталната равнина и в тяхната хоризонтална диаграма липсват ясно изразени посоки на нулево или на максимално излъчване.

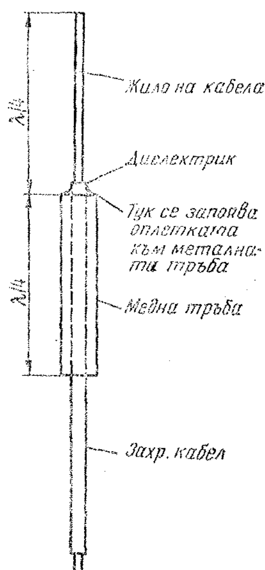
25.1. Вертикално поляризирани кръгови излъчватели за УКВ

Въпреки че вертикално монтираните полувълнови диполи, както и „граунд плейн“ антените теоретически би трябвало да осигуряват добра кръгова диаграма в хоризонталната плоскост, не винаги с тези типове антени на УКВ може да се получи желаното действие. Това се отнася особено много за централно захранваните диполи, при които фидерът трябва да бъде изведен хоризонтално от точките на захранването. В този случай захранващата линия влияе върху излъчвателните характеристики на антената, като деформира в определена степен диаграмата ѝ, а съгласуването с излъчвателя, успоредно с увеличаването на честотата, става все по-трудно. Освен това вследствие на несиметрията по екраниращата оплетка на кабела могат да възникнат повърхностни вълни, които да предизвикат загуби в излъчването и, общо взето, да предизвикат повдигане на вертикалния ъгъл на излъчване. Винаги е за предпочитане обаче излъчването под нисък ъгъл, т. е. посоката на главното излъчване трябва да бъде по възможност перпендикулярно на оста на излъчвателя. От това е ясно, че критерият за вертикално поляризирани излъчватели лежи в начина на захранването. По тази причина бяха разработени антенни форми, които се захранват така, че позволяват постигането на добро съгласуване и безупречно симетриране без големи разходи.Захранването при това се извършва предимно чрез коаксиални кабели.

25.1.1. Коаксиална антена

Тази антена (фиг. 25.1) е много подходяща като вертикално поляризиран кръгов излъчвател за мобилни станции (станции на коли). Тя е УКВ вариант на дискутираната в раздел 19.4.2.1. „ръкавна“ антена (вж. фиг. 19.24).

От парче 60-омов коаксиален кабел с възможно най-голям диаметър на вътрешния проводник (например тип *60-10-2* с диаметър на вътрешния проводник 2,26 mm) се отстраняват външното предпазно покритие по протеже-



Фиг. 25.1. Коаксиална антена

ние на дължина електрическа-λ/4 (около λ/4 . 0,97), външният проводник и диелектрикът, така че да остане само голият вътрешен проводник (жилото). След това една медна или месингова тръба с дължина също така електрическа-λ/4 се пъха върху кабела и както показва фиг. 25.1, се запоява към външния проводник на кабела. Скъсяващият фактор при тръбата може да се приеме, че е 0,95, тъй като коаксиалният кабел действува като голям капацитивен товар в краищата ѝ. Диаметърът на тръбата е произволен стига вътрешният ѝ диаметър да позволява вкарването на кабела да става без затруднения.

Тук по принцип се касае за един вертикален полувълнов дипол, чийто долен λ/4-отрязък същевременно изпълнява ролята на четвъртвълново гърне за осигуряване на симетрирането. Съгласуването и симетрирането тук са почти идеални, затова коаксиалната антена има излъчване под малък ъгъл и точно кръгова диаграма.

При по-тежки експлоатационни изисквания, като например при мобилна работа, се препоръчва дългият λ/4 свободен вътрешен проводник да се замени с еластична пръчка от автомобилна антена и с подобен подходящ материал.

25.1.2. Вертикален полувълнов излъчвател

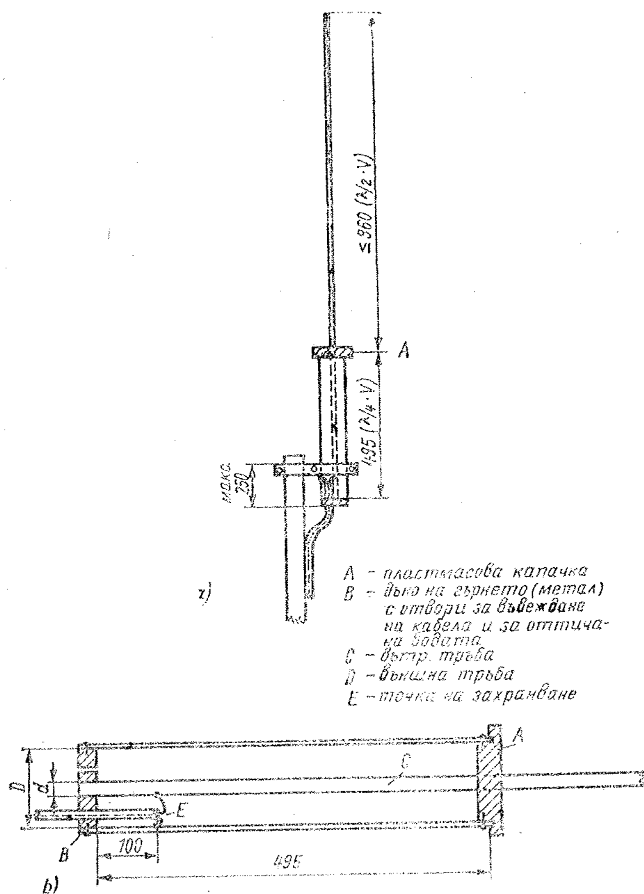
Както се вижда от фиг. 19.7, един вертикален полувълнов излъчвател осигурява по-малък ъгъл на излъчване, отколкото един четвъртвълнов излъчвател и с това — едно усилване от почти 3 dB. Възбуждането на един λ/2 излъчвател обаче е проблематично. Ако той бъде срязан в средата и захранен там, както това по правило се върши в хоризонталните диполи, би трябвало фидерът да се изведе перпендикулярно, т. е. хоризонтално, на разстояние поне λ/2, тъй като в противен случай възниква разсъгласуване и силно изкривяване на излъчвателната характеристика. По същите причини тук не могат да се използуват вертикални метални или заземени носещи мачти, които от механични съображения трябва да навлизат в излъчвателното поле на дипола. Монтажът чрез използуване на максимално дълга хоризонтална конзола (монтаж пред мачтата) също не представлява удобно и категорично решение на въпроса. По-подходящо изглежда захранването по напрежение в долния край на излъчвателя. Впрочем в тази точка е налице максимум на напрежението и входният импеданс е няколко хиляди ома в зависимост от отношението дължина/диаметър на излъчвателя. Този висок импеданс трябва да се трансформира до една стойност, която отговаря на вълновото съпротивление на предвидения захранващ кабел.

Съгласуването на съпротивленията става най-лесно, като се използува една дадена накъсо четвъртвълнова линия. Така се получава дадената на фиг. 19.26 J-антена. В края на четвъртвълновата линия, образувана от паралелните тръби и включена към края на полувълновата пръчка, се получават всички импеданси от 0 (късо съединение) до няколко хиляди ома (отворена накрая), така че чрез подходящо извеждане може да стане напасване към какъв да е кабел. Разстоянието между двете паралелни тръби е 10 до 20 mm, така че захранващият кабел може да се помести в празното пространство между тях. Разстоянието между тръбите и техния диаметър, а с това и вълновото съпротивление на образуваната от тях линия в случая не са определя-

щи — важно е дължината на линията да бъде $\lambda/4$. Точката на късото съединение в основа е заземена така, че цялата антена получава потенциала на земята. При обща дължина само 1,5 m за 2-метровия обхват антената се изпълнява като самоподдържаща се конструкция, в която носещата мачта и излъчвателят образуват едно единно цяло. Скъсяващият фактор V, който трябва да се взема предвид при оразмеряването на дължината, зависи от съотношението дължина/диаметър (λ/d) на излъчвателя (вж. фиг. 3.7).

Както са показали практическите експерименти, с това J-изпълнение не може да се постигне пълно премахване на стоящите вълни в захранващия кабел. Причината за това е фактът, че самият четвъртвълнов участък от двете паралелни тръби също излъчва и върху мачтовата част под четвъртвълновата линия също се създават стоящи вълни. Този недостатък може да се отстрани, ако четвъртвълновата линия се изпълни като коаксиално режекторно гърне. Този по-съвършен от електрическа и механическа гледна точка вариант на J-антената е показан на фиг. 25.2; той е известен между любителите под името антена със заграждащо гърне.

Свободната дължина на полувълновия участък при тънки антенни пръчки (напр. телескопични антени) е



Фиг. 25.2
$\lambda/2$-антена със заграждащо гърне: *a* — схема на конструкцията, *b* — заграждащо гърне

960 mm, а при по-дебели тръби (над 10 mm) е 950 mm (вж. фиг. 3.7). Връзката между излъчвателя и вътрешния проводник на заграждащото гърне се извършва чрез завинтване или запояване. При наличие на подходящ материал може излъчвателят и вътрешният проводник на гърнето да се направят като единно цяло. Механичните данни за изпълнение на заграждащото гърне, дадени на фиг. 25.2*b*, са по-скоро препоръки, които трябва да се развиват и нагаждат към конкретния материал, с който разполагаме, като във всички случаи обаче се запазва постоянна дължината на действуващото вътрешно пространство, равна на 495 mm. Добре е отношението на диаметрите $D:d$ да бъде избрано около 3 : 1 до 4 : 1 (напр. $D=28$ mm и $d=8$ mm). Горният електрически отворен край на гърнето се затваря с една стругована от пластмаса част (А), която затваря гърнето като капак и същевременно държи и центрира вътрешния проводник. Стругованият периферен издатък осигурява гърнето срещу проникване на дъждовна вода. За дъно на гърнето се стругова диск от метал, който поема централно вътрешния проводник (който се запоява към диска). В това дъно се пробива отворът, през който преминава захранващият кабел, и още един по-малък отвор за оттичане на кондезната и евентуално дъждовната вода. Металното дъно и пластмасовият похлупак се фиксират към външната стена на гърнето с по 3 болтчета.

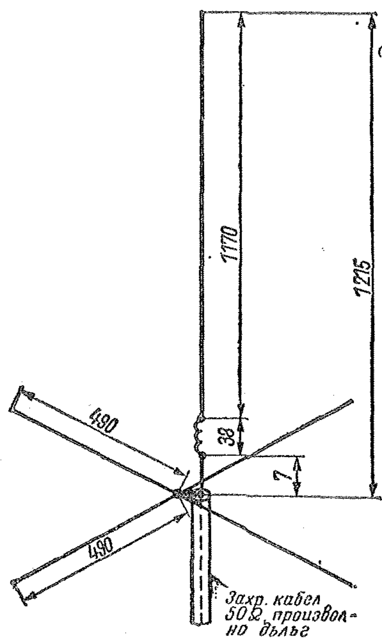
Преди поставянето на външната тръба на гърнето захранващият кабел се запоява към вътрешния проводник на гърнето на 100 mm над дъното му. На същата височина във външната стена на гърнето се прави отвор, през който се прокарва проходен проводник и същият се запоява към оплетката на коаксиалния кабел. При вкарването на външната тръба на гърнето този проводник се изтегля през споменатия отвор, докато краят на кабелната оплетка излезе през него. Този край се запоява към стената на гърнето. Металната екранираща оплетка на кабела трябва да има електрически контакт с гърнето *само* в тази точка. Външната и вътрешната тръба на гърнето се правят от мед или месинг. Подходящи са също и стоманени тръби с гладки стени, стига те предварително да се помеднят или поне защитят от корозия. При монтиране посредством скоба, както е показано на фиг. 25.2*a*, трябва да се внимава тази скоба да захваща гърнето колкото може поблизко до неговото дъно и във всички случаи не по-високо от 250 mm над дъното.

За оптимално съгласуване към произволен коаксиален кабел точката на захранване Е може да се измества, като същевременно може да е нужно да се изменя малко и дължината на излъчвателя.

Употребата на четвъртвълновото заграждащо гърне, разбира се, не се ограничава само с импедансно съгласуваното възбуждане на един вертикален полувълнов излъчвател. Такова заграждащо гърне може да се използува със същия успех за вертикално поляризирани Яги-антени от всякакъв вид. Тъй като в геометричната среда на свободния полувълнов проводник е налице минимум на напрежението, там може да се свърже един напречен метален трегер, върху който да се захванат със средите си също и рефлекторите, и директорите. Оптималната точка на отвода Е за включване на захранващия кабел в съгласуващото гърне при многоелементни антени лежи малко по-далеч от точката на късо съединение, отколкото при захранване на един полувълнов вертикален излъчвател. Във всички случаи най-подходящата точка за съгласуване в заграждащото гърне може да бъде намерена с най-голяма точност, като се използува рефлектометър, включен в захранващия кабел.

25.1.3. 5/8 λ-излъчвател

Когато дължината на една вертикално поляризирана пръчковидна антена надмине λ/2, във вертикалната диаграма се появява втори лист, отговарящ на излъчване под по-голям ъгъл. Същевременно нараства излъчването, обхванато от главния лист на диаграмата, който е под малък ъгъл спрямо хоризонта. Както се вижда от фиг.19.7*d*, при дължина на излъчвателя 5/8 λ излъчването под малък ъгъл достига максимум. При по-нататъшно удължаване делът на излъчването под малък ъгъл отново намалява за сметка на



Фиг. 25.3. 5/8-λ излъчвател за 2 m

повишаващото се излъчване под голям ъгъл. С вертикален излъчвател с дължина 5/8 λ се постига най-ниският вертикален ъгъл на излъчване, който може да бъде получен с една проста вертикална антена. Тъй като едновременно с това и вертикалният ъгъл на разтвора, отнесен към един вертикален полувълнов излъчвател, се намалява, получаваме усилване около 3 dB (вж. фиг. 19.7*c* и *d*).

Дължината 5/8 λ обаче не е резонансна. Затова 5/8 λ-излъчвателят трябва с помощта на допълнително включена индуктивност да бъде удължен до 3/4 λ. Липсващата за целовълнов резонанс последна λ/4 се образува от радиалите, както това става при граунд плейн-антената.

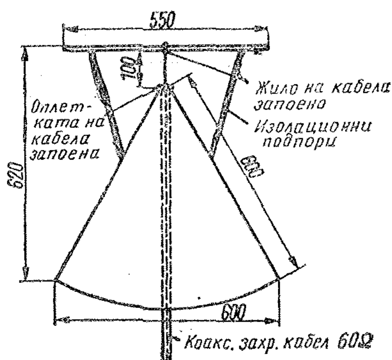
Фиг. 25.3 показва схемата на един излъчвател 5/8 λ за 2-метровия обхват. Общата дължина на вертикалната част е 1215 mm, а четирите радиала са по 490 mm. Удължаващата бобина съдържа 11 навивки от проводник 1,6 mm; диаметърът на основата е 1/4 цола (6,35 mm). Единадесетте навивки се разполагат върху 38 mm от дължината на основата равномерно.

Изменението на резонансната честота в малки граници се постига чрез свиване и разпускане на навивките. Поголеми изменения на резонансната честота могат да бъдат постигнати с добавяне или премахване на навивки. Като носещ материал за антенния проводник е препоръчително използването на въдичарски прът от подсилена със стъкловлакно полиестерна смола; удължаващата бобина в такъв случай може да се навие директно върху пръта. Всички размери се виждат на фиг. 25.3. Тази антена е особено подходяща и за мобилна работа.

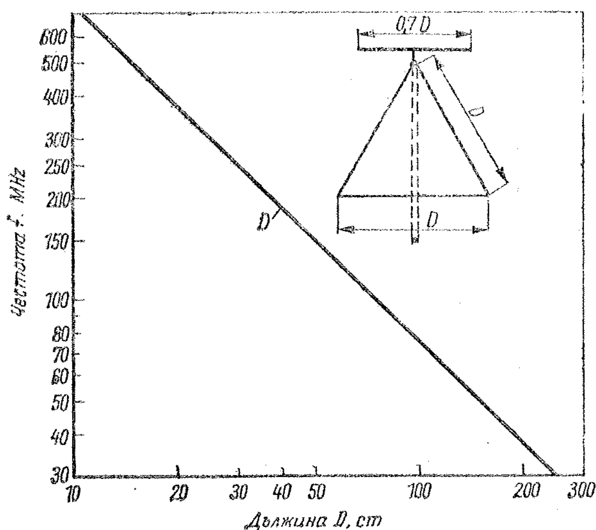
25.1.4. Дискоконусна широколентова антена

Друг вертикално поляризиран кръгов излъчвател, който по своето захранване има много общи черти с коаксиалната антена и се характеризира с особено голяма широколентовост, е дискоконусната антена (фиг. 25.4).

По отношение на нормалния дипол „усилването" на тази антена е —3 dB, което е следствие на много малката ефективна височина на антената. Тази загуба на усилване в много случаи се приема като поносима, като се има предвид изключителната широколентовост. Показаната на фиг. 25.4 дискоконусна антена се захранва директно с 60-омов коаксиален кабел. При дадените размери нейната честотна лента е от 85 MHz до 500 MHz.



Фиг. 25.4. Дискоконусна антена



Фиг. 25.5
Диаграма за изчисляване на размера D при дискоконусните антени във функция от най-ниската работна честота

Конусът е направен от свит на фуния меден лист, но тук може да се използува всякакъв друг, по възможност запояващ се листов материал. Кръглата шайба (дискът) може да се изготви също от произволен материал. Дебелината на тенекето е без значение от електрическа гледна точка. Захранващият кабел се въвежда отдолу през отвора на конуса и неговата оплетка се запоява към върха на конуса. Жилото на кабела преминава (изолиран) през конусния връх и се запоява към средата на отдалечения на 100 mm от върха на конуса хоризонтален диск. Необходимо е да се осигури механическо укрепване на диска посредством подходящи изолатори.

Ако дискоконусната антена трябва да се използува за обхват, който се различава от този, даден в примера (вж. фиг. 25.4), размерът D трябва да се избере от фиг. 25.4, изхождайки от λ/4 за най-дългата работна вълна, а диаметърът на диска се взема 0,7 D. Лентата, на която може да се разчита при тези условия, ще отговаря на честотно отношение 8 : 1. Граничната честота на антената е с около 20% по-ниска от честотата, за която се оразмерява антената. Под тази долна гранична честота коефициентът на стоящи вълни нараства много рязко. Диаметърът на диска е от голямо значение за излъчвателните характеристики при изменение на работната честота. Прекалено малкият диаметър на шайбата намалява широчината на лентата и сваля вертикалния ъгъл на излъчването в посока към конуса.

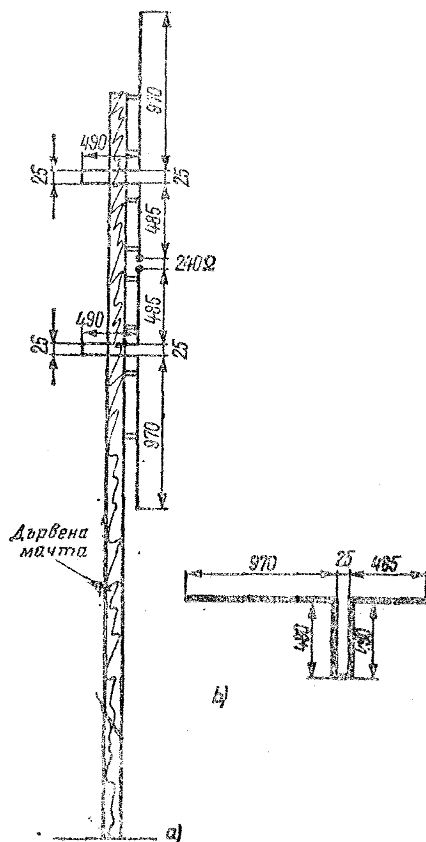
При съблюдаване на указанията за размерите коефициентът на стоящи вълни не превишава стойността 1,5:1, но се наблюдава едно честотнозависимо изменение на вертикалния ъгъл на излъчване.

25.1.5. DDRR-антена за 145 MHz

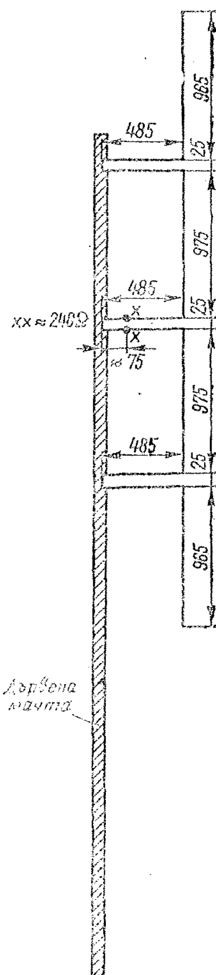
Описаната в раздел 19.7. DDRR-антена, предназначена за използуване на къси вълни, може да се изпълни и като кръгов излъчвател с вертикална поляризация за УКВ-обхвата. Въз основа на фиг. 19.47 и таблица 19.4 за двуметровия вариант на тази антена се получават следните размери:

$D=160$ mm, $H \geqq 15$ mm, $A=10$ mm, $d=5$ до 10 mm и $C_1=5$pF.

Тук се касае до приблизителни стойности, които, общо взето, не са критични, тъй като излъчвателят има широка лента. Определянето на точката на свързване на жилото на кабела трябва да стане опитно. При оразмеряването на основната плоча за 2 m не трябва да се правят икономии, тъй като колкото по-голям е диаметърът ѝ, толкова по-малък е ъгълът на възвишение на главното излъчване. По



Фиг. 25.6. Вертикална диполна редица от 3 елемента за 2 m: *a* — схема на конструкцията, *b* — образец за огъване на половината на антената



Фиг. 25.7 Вертикална диполна редица от 4 елемента за 2-m обхват

тази причина не трябва да се смята за лукс използването на шайба с диаметър ≧500 mm. Дадените в раздел 19.7 данни съобразено със смисъла важат и за 2-метровия вариант на тази антена.

25.1.6. Етажирани вертикално поляризирани кръгови излъчватели

Полувълновите елементи могат да бъдат етажирани под формата на вертикални диполни редици. При това кръговото излъчване в хоризонталната равнина се запазва, а се намалява вертикалният ъгъл на разтвора и въз основа на това се получава усилване по отношение на простия вертикален полувълнов дипол. Предпоставка за това е обаче всички полувълнови диполи, лежащи във вертикалната диполна редица, да бъдат захранени синфазно (вж. раздел 13.1.).

Фиг. 25.6 показва като пример една вертикална диполна редица за 2-метровия обхват, която е съставена от 3



Фиг. 25.8. Вертикална диполна редица от 5 елемента за 2-m обхват: *a* — схема с размерите: *b* — вариант на конструктивно изпълнение

синфазно възбуждани полувълнови вибратора. Антената се захранва централно и трябва да бъде монтирана на дървена мачта. Една вертикална метална мачта би предизвикала в случая (вертикална поляризация!) нежелателни отражения и загуби в излъчването. По същите съображения не трябва да се поставя заземяващ проводник на мачтата, както обикновено е прието да се прави.

Захранващата линия трябва да върви перпендикулярно на редицата поне на едно разстояние от $\lambda/2$ от точката на захранване и тогава да завива по предназначение, тъй като в противен случай характеристиката на излъчване ще се деформира и няма да може да се отстранят стоящите вълни в захранващия кабел.

Синфазното възбуждане на полувълновите секции се постига чрез въведените четвъртвълнови закъсени участъци, които предизвикват изменяне на фазата със 180°. Дадените на късо краища на тези фазиращи отрязъци от линии са точки, в които има минимум на напрежението, така че те могат да бъдат закрепени директно със скоби към носещата мачта. Пръстенообразното свиване на четвъртвълновите участъци, както е показано на фиг. 25.8*b*, е разрешено и би могло да опрости монтажа. Елементите са закрепени с изолатори на дистанция от дървената мачта. Когато тези изолатори са поставени в средите на полувълновите секции, те могат да бъдат от най-непретенциозен тип, тъй като в тези точки е налице минимум на напрежението.

В качеството на строителен материал за елементите може да се използва алуминиев проводник от заземително въже за гръмоотводи или от въже за далекопроводи (диаметър 8 или 10 mm). Две парчета от такъв проводник с дължина по 246 cm се огъват така, че всяка половина на антената да се получи от едно непрекъснато парче материал (вж. детайлния чертеж на фиг. 25.6*b*). По този начин се получава стабилна конструкция, без чувствителни към корозия точки на свързване и възможност за просто закрепване към носещата мачта.

Съпротивлението в точките на захранване е приблизително 240 Ω. Целесъобразно е там да се включи полувълново U-коляно и системата да се захранва посредством коаксиален кабел Усилването, което се получава вследствие намаляване на вертикалния ъгъл на разтвора, е 3,2 dB. Показаната на фиг. 25.7 диполна редица от 4 колинеарни полувълнови секции се различава от току-що описаната 3-елементна версия по начина на захранване. Тъй като съпротивлението в точката на захранване в геометричната среда на системата е високоомно, най-добре би било

там да се включи директно една настроена захранваща линия. Върху закъсената четвъртвълнова линия обаче се получават всички стойности на импеданса — от максималната до нулевата, така че по дължината ѝ могат да бъдат намерени две точки, в които той съответствува на вълновото съпротивление на захранващата линия. В конкретния случай точките на съгласуване с една 240-омова симетрична линия лежат на около 75 mm от закъсения край на четвъртвълновата линия. И за тази антена се препоръчва захранване посредством коаксиален кабел и λ/2 симетриращо-трансформиращо U-коляно.

От тази колинеарна 4-елементна антена може да се очаква усилване от порядъка на 4,5 dB. При построяването ѝ трябва да се съблюдават указанията, дадени за предшествуващата 3-елементна колинеарна антена.

При тази и при следващата 5-елементна антена прави впечатление по-малката дължина на външните полувълнови секции в сравнение с вътрешните. Това се обяснява с влиянието на краевия капацитет, който влияе много повече на крайните секции, затова те трябва да се скъсят повече.

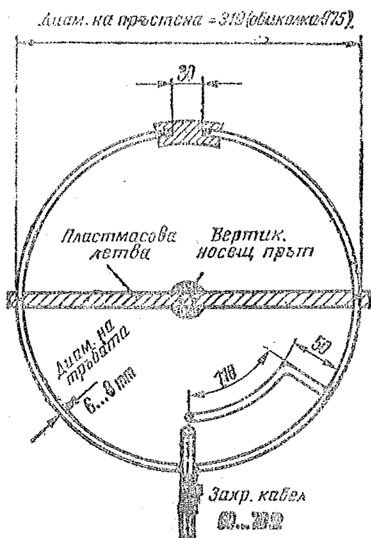
Вертикалната 5-елементна диполна редица, показана на фиг. 25.8, има теоретично усилване 5,8 dB, което се постига изключително за сметка на свиването на диаграмата във вертикална посока. По отношение на начина на захранване този кръгов излъчвател съответствува на 3-елементното изпълнение от фиг. 25.6; тук обаче е налице още една подробност. Ако антената се захрани с 240-омова линия направо в централната точка, както е показано на фиг. 25.6, би трябвало да се получи коефициент на стоящи вълни около 2 : 1. По тази причина между точките на захранване на антената и захранващата линия е въведен един малко удължен четвъртвълнов трансформатор с вълново съпротивление около 330 Ω, чрез който коефициентът на стоящи вълни спада на 1,1 : 1. При това се приема, че диаметърът на полувълновите елементи е между 3 mm и максимум 9 mm. Четирите затворени четвъртвълнови шлейфове са от проводник с диаметър от 2 до 6 mm (не е критичен). Обратно, при съгласуващия трансформатор в точката на захранването трябва да се спази едно съотношение на разстоянието между центровете на проводниците и диаметъра на последните, равно на около 8 : 1, тъй като то определя вълновото съпротивление. Това означава, че при даденото на фиг. 25.8*a* разстояние от 25 mm диаметърът на проводниците трябва да бъде около 3 mm. Ако се избере друго разстояние между проводниците, което е напълно допустимо, ще трябва да се измени и диаметърът на проводниците така, че да се запази съотношението 8 : 1.

Фиг.25.8 *b* показва една възможност за целесъобразен монтаж. Както се вижда от фигурата, затворените четвъртвълнови шлейфове могат да бъдат огънати пръстенообразно, без това да доведе до влошаване на работата и закъсените краища на шлейфовете да се закрепят директно към дървената мачта. Диаметърът на пръстена при това може да бъде само 160 mm, което осигурява добра механическа стабилност и придава „гладък" и елегантен външен вид на конструкцията.

25.2. Хоризонтално поляризирани УКВ антени с кръгова диаграма

Постигането на кръгова диаграма на излъчване при една антена с хоризонтална поляризация изисква доста усилия, особено когато се изисква кръгова характеристика, близка до идеалната. Ако не се използуват вертикално етажирани системи или други комбинации от излъчватели, получаването на кръгова диаграма винаги се изкупува с известни загуби по отношение излъчването в главната посока, давано от един нормален дипол.

Правият полувълнов дипол, както е известно, сам по себе си представлява една насочена антена, която излъчва най-силно перпендикулярно на оста на проводника (*диаграма осморка*) и има два силно изразени минимума в E-диаграмата си. Когато искаме да разпределим наличната енергия равномерно във всички посоки в хоризонталната равнина, ясно е, че това ще стане, като част от енергията в посока на главното излъчване се прехвърли, за да се „запълнят" минимумите на излъчване. Затова тук може да се говори за загуба само в преносен смисъл.



Фиг. 25.9. Пръстенообразен дипол за 145 MHz, поглед отгоре

25.2.1. Пръстенообразен дипол (антена Halo)

Един доста изискан и небиещ на очи хоризонтален кръгов излъчвател е *пръстенообразният дипол*. Той бива наричан още *антена Halo* и се използува най-често на коли. Както се вижда от фиг. 25.9, става дума за един нормален полувълнов дипол, чиито рамена са огънати в хоризонталната равнина така, че образуват един незатворен в краищата пръстен.

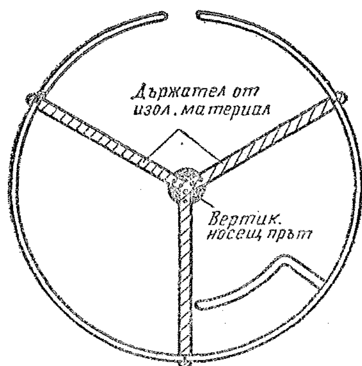
Хоризонталната диаграма на хоризонталния пръстенообразен дипол няма точно кръгова форма; последната е по-скоро елипсовидна. „Усилването" на Halo-антената по отношение на обикновения прав дипол в посоката на неговото максимално излъчване е средно —6 dB, т. е. при пръстенообразния дипол може да се разчита само на половината напрежение на входа на приемника в сравнение с това, създавано от обикновения прав дипол в посока на неговото максимално излъчване.

На фиг. 25.9 е показан пръстенообразен дипол, оразмерен за 2-метровия обхват. Импедансното съгласуване с коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 до 70 Ω се осигурява с гама-съгласуване. Последното освен това прави излишно разделянето на дипола в точката на захранване, което е много желателно от гледна точка на механическата стабилност. Външният проводник на коаксиалния кабел се свързва с геометричната среда на дипола, а жилото на кабела се дава към гама-члена.

Краищата на дипола не трябва да се допират. Те трябва да отстоят на разстояние поне 30 mm, тъй като при по-голямо приближаване възниква силно капацитивно влияние, вследствие на което се изменя резонансната честота и едновременно с това входното съпротивление. Понякога съзнателно се създава по-голямо капацитивно натоварване в краищата на дипола, като за целта диполните краища се изпълняват като кондензатор с метални плочи. Това премества резонанса към по-ниските честоти и позволява да се получи по-малък диаметър на пръстена. Тези мерки обаче водят същевременно до влошаване на к. п. д. на антената.

Съпротивлението на излъчване на една Halo-антена при показаното изпълнение възлиза на около 50 Ω, следователно то е малко по-ниско от това на правия дипол. Тъй като максимумите на напрежение се явяват и тук в краищата на дипола, дори при употреба на висококачествен изолационен материал не могат да се избягнат известни загуби. Последните могат да нараснат чувствително при влажно време, снеговалеж или заскрежаване. Пръстенообразният дипол от фиг. 25.9 е специално за мобилна работа. Затова с оглед по-висока механическа стабилност двата края са захванати с помощта на висококачествен изолационен материал. Съществуват и други начини за поддържане на пръстенообразния дипол, които са по-нестабилни механически, но затова пък по-благоприятни от електрическа гледна точка. Така бихме могли да се откажем от изолационния държател в краищата на дипола и, както е показано на фиг. 25.10, осигурим закрепването в хоризонталната равнина с няколко радиални пластмасови пръчки.

Хоризонталните пръстенообразни диполи могат да бъдат етажирани вертикално в две и повече равнини едни над други. При това хоризонталната диа-



фиг. 25.10. Пръстенообразен дипол с подобрено механическо укрепване

грама остава непроменена. Вследствие намаляването на вертикалния ъгъл на разтвора се получава определено усилване, което обаче компенсира споменатите 6 dB-загуби едва при 4-етажна антена. Изискванията за синфазно възбуждане на етажирани диполи, дадени в раздел 13.2., важат и за пръстенообразните диполи. Като носещи мачти за мобилна работа са особено подходящи пластмасови тръби. В техния отвор може да се прокара захранващият кабел — така той е защитен и същевременно не дразни окото.

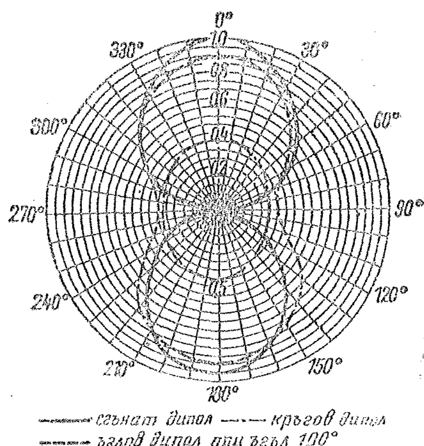
На фиг. 25.11 са показани Е-диаграмите на различни диполи. От тях може да се види, че пръстенообразният дипол има добра кръгова характеристика, но по излъчване отстъпва на другите типове диполи.

25.2.2. Ъглообразен сгънат дипол

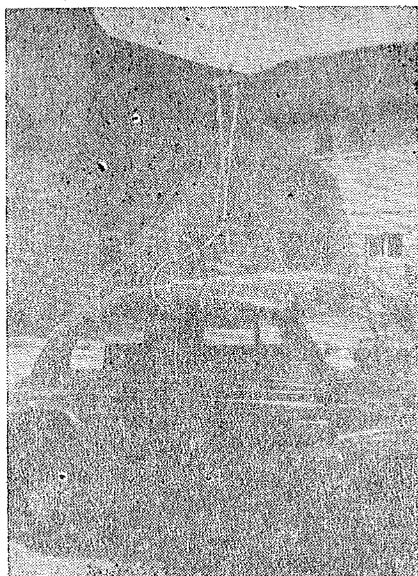
Като особено практична при мобилна работа се е оказала антената под форма на ъглообразен сгънат дипол, чиито половини са свити така, че да образуват ъгъл с разтвор около 100°. При тази конфигурация входното съпротивление не се изменя забележимо и остава около 240 Ω. Диаграмата на излъчване в Е-равнината обаче остава елипсовидна.

Сгънатият дипол също както и правият дипол има диаграма на излъчване в хоризонталната равнина във формата на осмица, като максимумите на излъчване са перпендикулярно на оста на дипола, а минимумите — по оста на антената (вж. фиг. 25.11). При ъглообразния сгънат „100°-дипол“ максимумите на излъчване стават с ниво около 1 dB по-ниско, което съответствува на 90% от максималния приемен сигнал при използуване на прав дипол. За сметка на това нулевите точки изчезват и в минимумите имаме налице 45% от напрежението. В сравнение с пръстенообразния дипол тази антена осигурява около половината от напрежението (отнесено към главната посока на излъчване на един ъглообразен дипол), а в посока на минимумите ъгловият дипол е по-добър от антената Halo. Затова пръстенообразният дипол би трябвало да се използува само там, където се искат малки размери, по-приятен външен вид и приблизително кръгова характеристика. Ако такива изисквания не са налице, трябва да се предпочете ъглообразният сгънат дипол. На фиг. 25.12 е показан един такъв ъглообразен сгънат дипол и неговото целесъобразно закрепване към колата.

Въпреки че един ъглообразен нормален дипол има същите излъчвателни качества, както ъглообразният сгънат дипол, последният се използува по-често, понеже има по-високо входно съпротивление (240 Ω). Ако той трябва да се захрани не с 240-омова линия, а с 60-омов коаксиален кабел, ще трябва



Фиг. 25.11. Хоризонтална диаграма на един хоризонтален дипол (според *DL1HM*)



Фиг. 25.12. Ъглообразен сгънат дипол като автомобилна антена

да се въведе едно полузълново U-коляно или една навита двупроводна линия (Guanella-трансформатор) съгласно раздел 7.7. За този случай на приложение може да се използува и един ъглообразен еднопроводен дипол, към който коаксиалният кабел може да се включи посредством гама-съгласуване. От електрическа и механическа гледна точка обаче е по-подходящ вариантът със сгънат дипол.

Тъй като ъглообразните диполи все още имат една по-силно или по-слабо изразена посока на максимално излъчване, се казва, че те са кръгови излъчватели с привилегирована посока. Е-диаграмата може да бъде изменена чрез изменяне на ъгъла между двете половини на дипола. Както се вижда от фиг. 10.31*a*, „запълването" на минимумите е толкова по-добро, колкото по-малък е ъгълът на свиването.

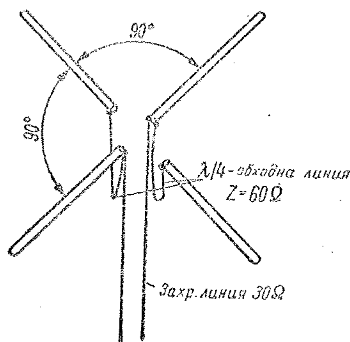
Могат да бъдат видени също така диполи, които са огънати във формата на U, S или Z. Диполите с такива специални форми обаче не се различават основно от един ъглообразен дипол. В случая се касае повече до това антената, успоредно с една приблизително кръгообразна характеритика, да получи и приятен външен вид.

25.2.3. Кръстосан дипол

Приблизително кръгообразна диаграма в хоризонталната равнина може да се получи с *кръстосания дипол*, познат още под името въртящ кръстосан излъчвател, Quirl-антена* и Turnstile**. Кръстосаният дипол се състои от два полувълнови прави или сгънати дипола, които са поставени взаимно перпендикулярно под формата на кръст, както е показано схематично на фиг. 25.13. За получаване на кръгова характеристика двата дипола трябва да се захранят с фазово изместване 90°. Тази фазова разлика се постига чрез една свързваща линия, включена между двата дипола. Линията има електрическа дължина λ/4 (да се съблюдава коефициентът на скъсяване!) и вълново съпротивление, равно на входното съпротивление на един единичен дипол. Това означава, че вълновото съпротивление на четвъртвълновата свързваща линия трябва да бъде 60 Ω, ако кръстосаният дипол е изграден от прави полувълнови диполи, и 240 Ω, ако се използуват сгънати диполи.

* Quirl [квирл] = джуруляк, бъркачка (*нем.*) (б. пр).

** turnstile [търнстайл] = турникет, въртяща се преграда на вход (*англ*). (б. пр.).



Фиг. 25.13. Кръстосан дипол

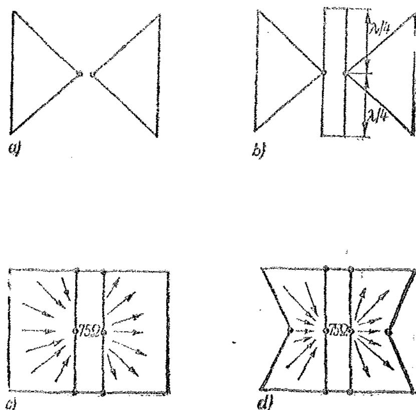
Тъй като в точката на захранването двата дипола са включени паралелно един на друг, общото съпротивление се намалява до половината стойност. Така за кръстосания дипол от прави елементи се получават 30 Ω , а за кръстосания дипол от сгънати диполи — 120 Ω. Поради проблемите около захранването при тези стойности на вх. съпротивление радиолюбителите използуват кръстосания дипол сравнително рядко и предпочитат простия ъглообразен дипол, тъй като с него могат да се постигнат сравними резултати при по-малък разход на материал и усилия. Освен това вследствие участието на честотнозависимата свързваща линия лентата на кръстосания дипол е твърде малка.

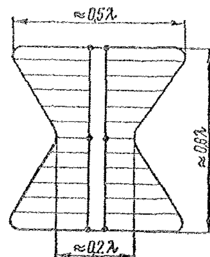
Quirl-антените за УКВ- и телевизионно приемане се правят почти изключително под формата на кръстосани сгънати диполи. Преди години кръстосаният дипол се използуваше като кръгово излъчваща антена за разпръсквателни УКВ ЧМ предаватели, разбира се, в многоетажно изпълнение. При етажиране на няколко кръстосани дипола един над друг във вертикално направление вследствие свиването на вертикалната диаграма се постига усилване, без това да изменя кръглата диаграма на излъчване в хоризонталната равнина. Степента на усилване зависи от междуетажното разстояние. При два етажа и разстояние между тях 0,5 λ усилването на антената е 1,2 dB; последното достига своя максимум, равен на 1,4 dB, при междуетажно разстояние 0,67 λ. Четири етажа при разстояние между тях 0,5 λ дават усилване 2,5 dB, а при 0,82 λ — оптималното усилване, равно на 3,7 dB.

25.2.4. Супертурникетна или Batwing-антена

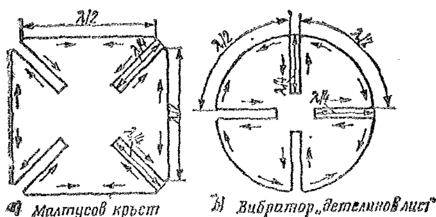
Тясно свързана с кръстосания дипол е *супертурникетната антена,* която се нарича още Batwing (англ.: batwing= =крило на прилеп). И тук по същество се касае за един кръстосан дипол, но с цел да се получи по-голяма широчина на лентата неговите рамена са плоскости, имащи приблизително очертанията на крила на прилеп.

Фазите, през които е преминал този дипол до окончателното му оформяне, са показани на фиг. 25.14. Ако изходим от един прост прав полувълнов дипол и искаме да му осигурим по-широка честотна лента, трябва първо да го превърнем в „дебел" дипол. Това може да стане например, като диполните рамена се изпълнят като триъгълни плоскости, както е показано на фиг. 25.14*a*. Такива пеперудообразни диполи могат да бъдат срещнати много често като широколентови антени за дециметровия обхват. Лентата на такива диполи може да се разшири още повече, ако в точката на захранване се включат две затворени четвъртвълнови линии (фиг. 25.14*b*). Следващата стъпка води към фиг. 25.14*c*. Тук двете плоскости са запълнени, а двете затворени четвъртвълнови линии образуват един λ/2 процеп между двете правоъгълни плоскости. Точката на захранване се намира в геометричната среда на процепа. Стрелките показват по-





Фиг. 25.14. Развитие на един пеперудообразен дипол до турникетна антена



Фиг. 25.15. „Малтийски кръст" и „детелинов лист"

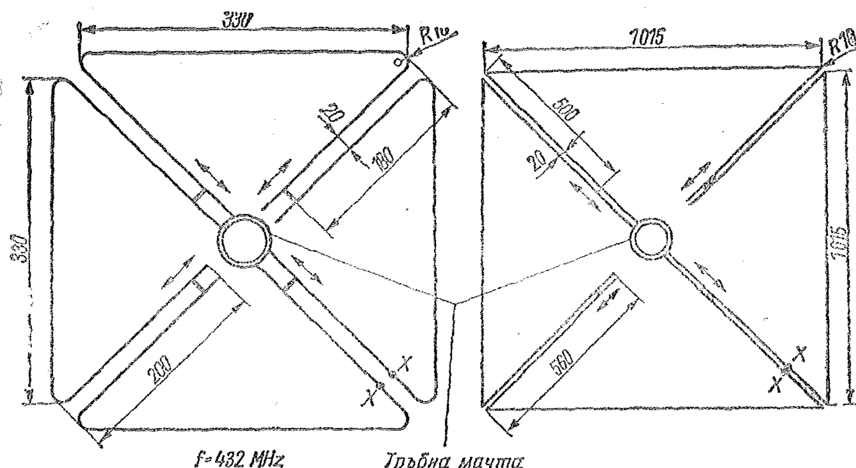
соките на тока по повърхността на дипола. С цел да се подобри токоразпределението и честотната характеристика се правят врязвания на диполните крила, както е показано на фиг. 25.14*d*, така че антената придобива вече очертанията на летящ прилеп. Накрая компактните диполни крила могат да бъдат заменени с решетъчни конструкции, с което batwing-диполът добива своя окончателен вид — фиг. 25.14*e*.

Този дипол е много широколентов и неговият импеданс в точката на захранване е около 70 Ω. С цел да се получи приблизително кръгова диаграма в хоризонталната равнина две batwing-антени се поставят под прав ъгъл една спрямо друга и се захранват с взаимно фазово изместване 90°. В комерсиалните предаватели няколко такива платна се етажират във вертикално направление и носят името *супертурникетна антена*. Такива антени се използуват в предавателите за УКВ ЧМ радиоразпръскване и за телевизионните предаватели. За любителски цели турникетната антена има малко значение.

25.2.5. Антена тип «малтийски кръст»

Антената от типа „*малтийски кръст*" е един хоризонтален кръгов излъчвател, който се характеризира с почти съвършена симетрия и на тази основа с почти идеално кръгова диаграма на излъчване. Освен това тази антена предлага много прости начини за захранване. Тя е използувана с голям успех в радиофара *OZ7IGY*, работещ денонощно на 70 cm. Фиг. 25.15 дава принципната схема на „малтийския кръст" и на по-познатата, но по-трудна за механично изпълнение детелинообразна антена. По начин на действие двете антени са идентични.

При малтийския кръст се касае за 4 полувълнови диполи, разположени под ъгъл 90° един спрямо друг. Всеки полувълнов дипол завършва в двата си края с една четвъртвълнова линия, имаща формата на фибообразен шлейф. Разглеждането на нанесените в чертежа стрелки на токовете показва, че всички диполи се възбуждат синфазно,



Фиг. 25.16. Размери на антена „малтийски кръст" за 432 и 145 MHz (стойностите са в mm)

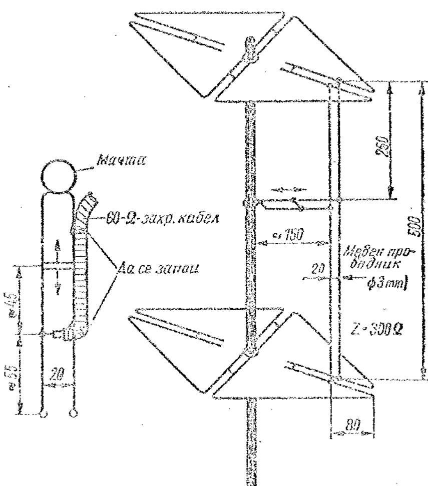
но всеки един от тях по отношение на своите съседни диполи е в противофаза. Вследствие на това изместено по фаза възбуждане се получава, аналогично на кръстосания дипол, кръгообразна излъчвателна характеристика в хоризонталната равнина. Всички фибообразни шлейфове имат регулируеми закъсители, с помощта на които се постига точен резонанс на системата. Тази възможност за регулиране прави размерите на лежащите по периферията полувълнови участъци некритични, тъй като винаги е налице възможността да се осигури резонанс чрез съответно изменение на закъсяващите мостове. Тъй като фибообразните шлейфове представляват настроени линии, тяхното вълново съпротивление е без особено значение. Следователно разстоянието между паралелните проводници може да бъде избрано произволно с оглед на механичните изисквания. Посоченото във фиг. 25.16 разстояние от 20 mm трябва да се приеме само като ориентировъчно указание.

На фиг. 25.16 са дадени размерите на „малтийски кръст" за 70 cm и за 2 m. При настройката трябва четирите закъсяващи моста на фибообразните шлейфове да се местят симетрично един спрямо друг. Тъй като четирите единични елементи са свързани един с друг, изместването на един от закъсяващите мостове влияе не само върху непосредствено свързания към шлейфа полувълнов елемент. Освен това с положението на закъсяващите мостове може в определени граници да се влияе върху диаграмата на насоченост. Четвъртвълновите линии са необходими за получаване на изискващото се фазово завъртане от по 180°.

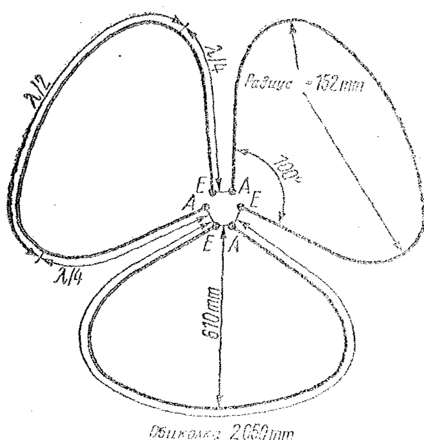
Докато по-простите антени с кръгова диаграма излъчват с около 3 до 6 dB по-малко, отколкото един прав полувълнов дипол в привилегированата посока (напр. пръстенообразният дипол −6 dB, кръстосаният дипол −3 dB), загубите при малтийския кръст, дължащи се на по-големия брой съдържащи се в него диполи, са само 1 dB.

Малтийският кръст се захранва в един от четирите фибообразни шлейфове, като върху четвъртвълновата линия се намират точките, в които импедансът съответствува на вълновото съпротивление на използуваната симетрична захранваща линия. При 70-cm излъчвател тази точка (за 240-Ω линия) лежи на около 100 mm от дадения на късо край, а при 2-метровия вариант на тази атена — приблизително в средата на линията. Шлейфовете, удължени до носещата мачта, могат след мястото на късото съединение да бъдат запоени към последната. Като проводников материал за елементите на шлейфовете се препоръчва 6-mm меден проводник или тръба; за 2-метровия вариант е подходящ и алуминиев материал с диаметър 8 до 12 mm.

Препоръчително е етажирането на малтийски кръстове в две или повече равнини. При два етажа и разстояние между тях 0,7 λ се получава максимално усилване от около 3 dB. На фиг. 25.17 е показана една двуетажна антена от типа малтийски кръст за 432 MHz. Свързващата етажите линия, дълга 500 mm, е от 3-mm медни проводници и разстояние между тях 20 mm, така че вълновото ѝ съпротивление е 300 Ω (вж. фиг. 5.4). Дължината на тази свързваща линия не е критична, тъй като тя не е настроена, а съгласувана линия. В нейната геометрична среда се включва един закъсен отрязък от линия, другият край на който се закача към мачтата (вж. детайлната скица на фиг. 25.17). На това място може да се



Фиг. 25.17. Етажирани малтийски кръстове за 432 MHz (стойностите са в mm)



Фиг. 25.18. „Голямото колело"

извърши включването на 60-Ω кабел по начина, показан на рисунката. Тези указания важат аналогично и за детелинообразната антена, тъй като тя по принцип е излъчвател от същия тип.

25.2.6. «Голямо колело» («Big Wheel»)

УКВ-любителите ползуват почти изключително силно насочени антени, тъй като с тяхна помощ излъчваната в определена посока мощност може да бъде увеличена многократно. От друга страна, насоченото действие позволява да се намалят смущенията, идващи от нежелани посоки и с това — да се подобри съотношението сигнал/шум.

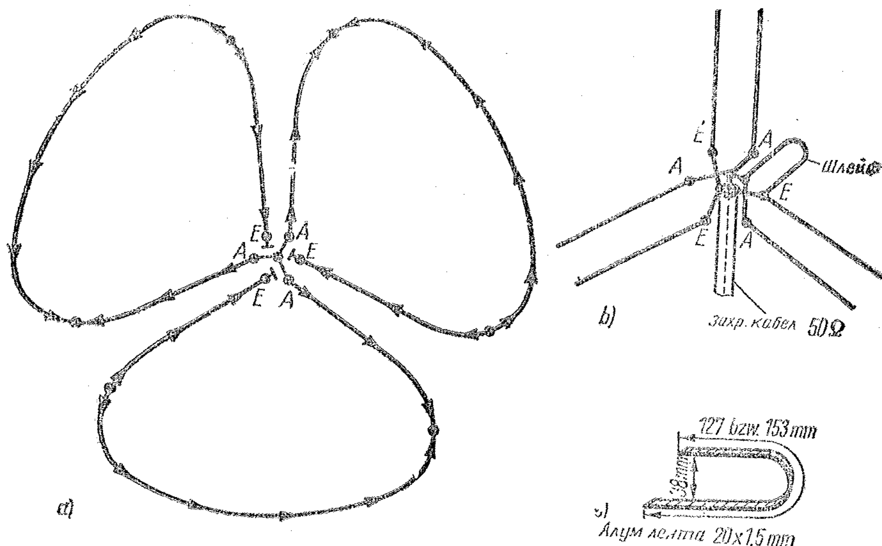
Тези качества на насочените антени обаче не винаги са преимущество. Опитът показва, че 2-метровият трафик се осъществява предимно във вечерните часове и за малкото време на повишена активност не е възможно всички посоки да бъдат прослушвани или облъчвани интензивно. Практически става така, че бимът остава насочен почти през цялото време към района, в който има най-много станции и възможностите за връзки в други посоки биват загубени. Много често се констатира със закъснение, че в определена посока е имало добри условия за DX, които не са били използувани, тъй като никой не е завъртял насочената си атена в тази посока.

Идеалната антена за такива случаи би била една хоризонтално поляризирана антена с кръгова диаграма на насоченост и с голямо усилване, която да притежаваме успоредно с една остро насочена антена. Антената с кръгова диаграма ще осигури възможността да бъдем чути навсякъде и да можем да приемем сигнали от всички посоки.

W1IJD и *W1FVY* са разработили такава антена и са я нарекли „The Big Wheel" („Голямо колело"). Тя е изпитана многократно като автомобилна антена за 2 m и усилването, което тя дава при такъв вид работа, е 5,7 dB по отношение на простия кръстосан дипол. Освен това при нея е значително намален ефектът на вибриращ фединг (кратковременни затихвания), който е много характерно явление при мобилна експлоатация на антените. Докато „усилването" на кръстосания дипол по отношение на нормалния полувълнов дипол е —3 dB, „голямото колело" е с 2,7 dB по-добро от последния.

На фиг. 25.18 са дадени конфигурацията и размерите на „голямото колело". То наподобява много на току-що описания „малтийски кръст", респективно на детелинообразната антена, но е съставена от 3 листа. Главната разлика обаче е в начина на възбуждането. При „малтийския кръст" и „детелината" излъчващите елементи са в серия, а при „голямото колело" те са в паралел. По тази причина и входното съпротивление на „голямото колело" е по-ниско. За по-голяма прегледност на общия чертеж не са дадени връзките между елементите и начинът на възбуждането; те могат да бъдат видени на фиг. 25.19.

От схемата може да се разбере, че обиколката на всеки елемент на „голямото колело" е равна на 1 λ; за двуметровия обхват това дава 2050 mm. Всеки елемент е огънат така, че свободните рамена, излизащи от A и E, да образуват ъгъл 100°. Радиусът на закръгляването в сгъвките на елемента за 2 m е избран 152 mm. Рамената A и E на два съседни елемента вървят по протежение на близо λ/4 паралелно. Тъй като токовете в тези четвъртвълнови участъци са насочени противопо-

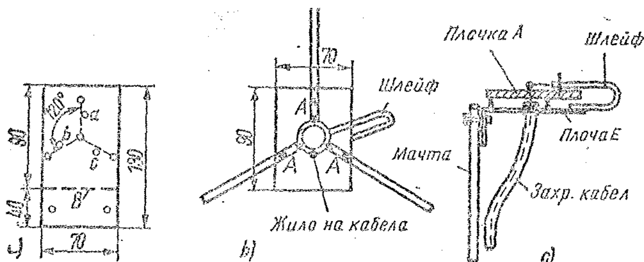


Фиг. 25.19. Възбуждане и захранване на „голямо колело"; *a* — разпределение на токовете, *b* — захранване, *c* — шлейф

ложно, те не излъчват (вж. фиг. 25.19*a*). Взаимното свързване на елементите се вижда ясно на фиг. 25.19*b*. Всички краища, обозначени с А, са свързани заедно, също и всички Е-краища. Получава се паралелно свързване на 3-те елемента така, че всички излъчващи полувълнови участъци биват възбуждани синфазно (вж. посоките на тока, означени със стрелки на фиг. 25.19*a*). Вследствие на паралелното свързване на елементите входното съпротивление спада до 10 Ω. За да може системата да се захрани с обикновен коаксиален кабел, целовълновите елементи са скъсени малко; възникващата в резултат на това реактивна компонента с капацитивен характер лесно се компенсира посредством индуктивен съгласуващ шлейф, включен в точката на захранване. В резултат на това точката на захранване се измества към участъка с по-висок импеданс и системата може да се захрани съгласувано с произволно дълъг коаксиален кабел. Дължината на изправения шлейф за съгласуване е 127 mm за резонанс на 2 m. Когато „голямото колело" се използува като автомобилна антена на малка височина над покрива на колата, по-добре е дължината на съгласуващия шлейф да се направи 153 mm. Този шлейф се изготвя по фиг. 25.19*c* от алуминиева лента (20 mm широка и 1,5 mm дебела).

От електрическа гледна точка няма голямо значение от какъв материал ще бъдат изготвени целовълновите елементи. Тук са от по-голямо значение механическите съображения, тъй като радиусът на периферните дъги е около 600 mm. В моделната антена беше използувана алуминиева тръба с диаметър 9,5 mm, в отворените краища на която, на дълбочина най-малко 50 mm, бяха набити пасващи дървени или алуминиеви дюбели. Със същия успех може да се използува алуминиев проводник с диаметър 8 или 10 mm, напр. от типа, който се използува за заземяване на гръмоотводи. Плътният материал се огъва по-добре, отколкото тръбите. Тръбните материали се огъват, като предварително се напълват със сух пясък и се запушват здраво със запушалки. Така подготвените тръби могат да се огъват равномерно и без чупки.

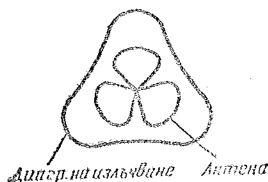
Механичното закрепване на обръчообразните елементи и тяхното правилно взаимно свързване изискват известно обмисляне. Фиг. 25.20 дава едно конструктивно предложение. Държателят представлява правоъгълна метална плоча с размери 130×70 mm (фиг. 25.20*a*). На разстояние 40 mm от тесния край



Фиг. 25.20 Закрепване на „голямото колело" (стойностите са в mm)

тя се огъва под прав ъгъл (щриховата линия). Тази огъната част служи за закрепване към носещата мачта. Притягането към мачтата става с един U-образен двустранно нарязан с резба болт; той същевременно дава плочата на земя. На основната плоча E се затягат така, че да се осигури добър контакт, всички краища E на елементите, както и по-късото рамо на съгласуващия шлейф. Тук се запоява също и оплетката на коаксиалния кабел. Една втора плоча (A), която е от пластмаса, се монтира на малко разстояние над основната плоча E. Плочата A поема всички A-краища на елементите, подългия край на съгласуващия шлейф и вътрешния проводник (жилото) на захранващия кабел. Тези части също така се фиксират, като се осигурява добър контакт помежду им.

„Голямото колело" има широка честотна лента. При 2-метровото изпълнение например коефициентът на стоящи вълни остава под 1,5:1 за целия честотен обхват от 142 до 150 MHz. Оттук следва, че оразмеряването на тази антена не е много критично. Както се вижда от фиг. 25.21, диаграмата на излъчване има леки впадания в посока



Фиг. 25.21. Диаграма на излъчване на „голямо колело" при едноетажно изпълнение

на четвъртвълновите участъци, които могат да достигнат до 3 dB.

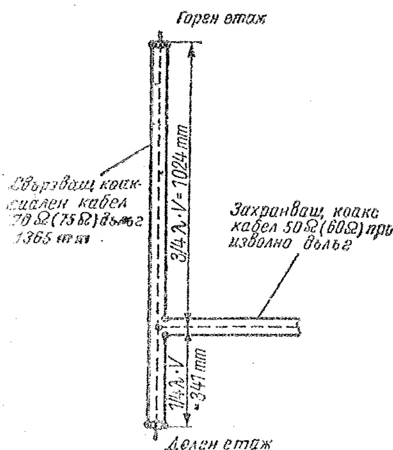
Чудесните качества на тази антена се проявяват още повече, когато се етажират две платна от нея едно над друго. Ако се избере оптималното междуетажно разстояние 5/8 λ, усилването по отношение на варианта с едно платно е около 3 dB. Хоризонталната кръгова характеристика при това се запазва, а усилването е резултат изключително от свиване на вертикалния ъгъл на раствора. Вследствие на това рязко намаляват и приеманите смущения от запалителните системи на автомобилите.

Входното съпротивление на едно платно, както знаем, е 50 Ω. При успоредното свързване на двете платна резултантното входно съпротивление в общата точка на захранване би слязло на 25 Ω. Затова свързващите линии трябва да се трансформират така, че в общата точка на захранването отново да имаме 50 Ω. Обикновено трансформирането става с четвъртвълнови линии и в случая това би трябвало да бъдат две линии, всяка от които покачва входното съпротивление на свързаното към нея платно на 100 Ω, така че паралелното им свързване да даде пак 50 Ω. Вълновото съпротивление Z на четвъртвълновата линия съгласно уравн. (5.31) трябва да бъде

$$Z=\sqrt{50.100}\approx 70\Omega.$$

Коаксиални кабели с вълново съпротивление 70 до 75 Ω се намират лесно.

На практика като свързваща и трансформираща линия се използува коаксиален кабел 70, респ. 75 Ω, чиято електрическа дължина е точно 1 λ. Скъся-

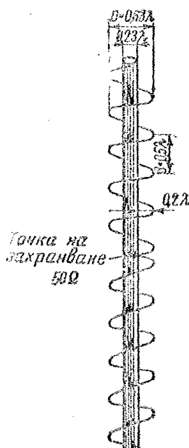


Фиг. 25.22. Възбуждане на етажирани „големи колела" (размерите са за резонанска честота 145 MHz)

ващият фактор на кабела, който обикновено е 0,66, не трябва да се забравя, така че за геометричната дължина се получава: 2070 . 0,66 = 1365 mm. Тъй като оптималното междуетажно разстояние е 5/8 λ, а за 2-m обхват това се равнява на 1300 mm, получава се автоматично едно много приемливо решение. Една линия с дължина 1 λ обаче няма трансформиращи свойства. Трансформиране може да се прави само с λ/4-линии и нечетно число пъти кратни на λ/4 (т. е. 3/4 λ, 5/4 λ, 7/4 λ и т. н.). В този случай обаче може да се приложи един трик: целовълновата линия се разделя на две части — едната 1/4 λ, а другата — 3/4 λ, и захранващият кабел се свързва към точката на свързване на тези две части (вж. фиг. 25.22). Тук трябва да се има пред вид следното: долното платно се захранва през един λ/4-трансформатор, а горното — през 3/4 λ-трансформатор. Това означава, че двете платна ще бъдат захранвани с фазова разлика 180° (т. е. противофазно). За да се избегне това, двете платна трябва да бъдат завъртени едно спрямо друго на 180°. Това става много просто, като краищата, които в долния етаж са обозначени като A, в горния етаж се трактуват и свързват като краища E.

Напълно симетрично възбуждане на двете платна, без да се прилагат технически трикове, може да се осъществи, като се използува свързваща линия между етажите с електрическа дължина 1,5 λ. В този случай общата точка на захранване лежи в геометричната среда на линията и към всеки етаж отива кабел с дължина 3/4 λ електрически, който действува като 1/4 λ-трансформатор. Двете платна биват възбуждани синфазно и симетрично. При скъсяващ фактор 0,66 за 1,5 λ-линия за 2-метровия обхват се получава геометрична дължина 3100 . 0,66 = 2046 mm. Тъй като междуетажното разстояние трябва да бъде само 1300 mm, свързващата линия се полага не по най-късия път. Това в повечето случаи се желае, тъй като кабелът на свързващата линия може удобно да се положи по носещата мачта и там при съответните механически удобства да се направи отклонението за захранващия кабел.

Оказало се е, че вследствие на взаимната връзка между двете платна се получава известно изместване на резонансната честота нагоре. За компенсиране на това явление двата съгласуващи шлейфа се удължават до 152 mm. Възможно е и развитието на системата от „големи колела" до 4 етажа. Това дава обаче допълнително усилване спрямо варианта с 2 платна само от



Фиг. 25.23. Двойноспирална антена с кръгово излъчване

около 2 dB, така че едва ли си струва увеличените разходи по конструирането.

В заключение може да се каже, че „голямото колело" като едноетажно изпълнение е една чудесна, макар и с неидеална кръгова диаграма, антена за мобилна работа на 2 m. Две платна от тази антена, етажирани по вертикала, образуват един много добър, хоризонтално поляризиран кръгов излъчвател с добро усилване за стационарна работа. „Голямото колело" може да бъде построено с подръчни средства и вследствие на голямата си широколентовост не е критично по отношение на размерите. При спазване на дадените размери отпада необходимостта от специално донастройване.

25.2.7. Двойноспирална антена с кръгово излъчване

Двойноспиралната антена принадлежи към семейството на спиралните излъчватели (англ.: helical = винтообразен, също Helix) и при монтиране с вертикална ос тя е един много ефективен кръгов излъчвател с хоризонтална поляризация и голям коефициент на насоченост във вертикалната равнина. Тъй като и механическото изпълнение на тази антена предлага големи удобства в сравнение с другите кръгово излъчващи антени, двойноспиралната антена и нейните комбинации се срещат често в съвременните УКВ- и телевизионни предаватели.

Устройството на тази антена се вижда от фиг. 25.23. Дължината на всяка намотка е равна на 2 λ, а диаметърът на спиралата (D) е 0,63 λ. Стъпката на спиралата е 0,5 λ. Точката на захранването се намира в средата на двойната спирала. Във всяка половина на излъчвателя се използват най-често 5, най-много 10 навивки. Максимално излъчване се получава перпендикулярно на оста на спиралата. Един рефлектор, поставен по оста, подсилва напречното излъчване и подтиска остатъците от излъчване по дължината на оста. Този рефлектор има формата на коаксиален метален цилиндър във вътрешността на спиралата и същевременно се използва като носеща мачта на антената. Тъй като с увеличаване на броя на навивките използваемата широчина на лентата силно намалява, рядко се използват повече от 5 навивки. Една двойна спирала с 2×5 навивки изисква аксиален рефлектор-тръба с външен диаметър 0,23 λ. Строителната височина за това изпълнение е 5 λ при едно усилване на антената около 7 dB. Захранващият кабел се прокарва през вътрешността на тръбата-рефлектор до точката на захранване. Входното съпротивление в тази точка е около 50 до 100 Ω.

26. Специални форми на УКВ и СВЧ антени

Освен обичайните Яги-антени и групови антени в метровия и дециметровия обхват се използува цяла поредица от специални форми на УКВ антени. Това са преди всичко широколентовите насочени антени, надлъжните излъчватели със специална форма и процепните антени.

26.1. Плоскостни диполи и комбинации от тях

При плоскостното изпълнение на диполите честотната зависимост на входния импеданс е слабо изразена в сравнително голям честотен обхват, затова такива излъчватели имат широка честотна лента (вж. раздел 4.3.). Тъй като изработването на плоскостни диполи за УКВ- и особено за СВЧ- обхвата не представлява трудност от механическа гледна точка, такива диполи могат да бъдат срещнати много често като съставна част на много широколентови системи в дециметровия обхват.

26.1.1. Разперен дипол (пеперудообразен дипол)

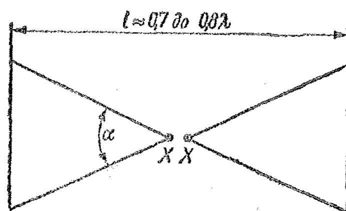
Представеният на фиг. 26.1 *разперен дипол* би могъл описателно да бъде наречен *пеперудообразен дипол*, тъй като по своята форма много наподобява на летяща пеперуда. В немската литература обаче под названието пеперудообразна антена по-често се подразбира Batwing-антената, показана на фиг. 25.14.

Тук става дума за един целовълнов дипол, който притежава голяма честотна лента в резултат на плоскостното изпълнение на елементите. Ако елементите на дипола се направят с триъгълна форма, се спестява материал, а приближаващите се върхове на триъгълниците образуват една добре дефинирана точка на захранване. Повишеният краев капацитет предизвиква силно скъсяващо действие върху дипола. Входният капацитет, скъсяващият фактор и широчината на лентата на един целовълнов разперен дипол се определят от ъгъла на разперването α.

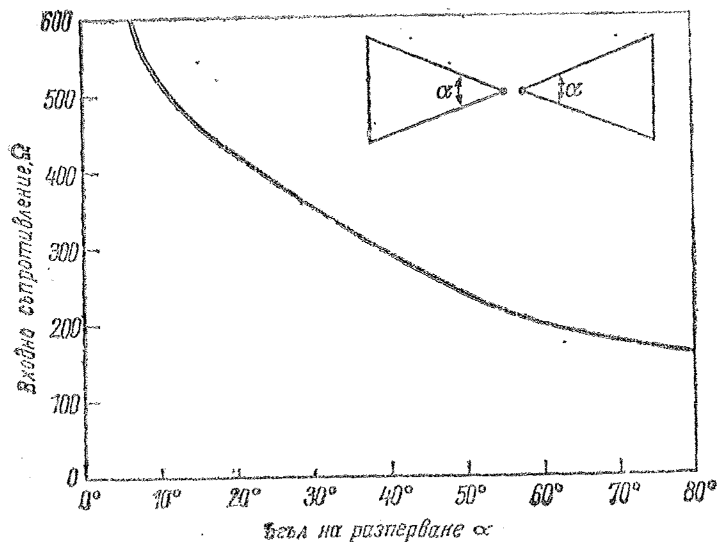
От механични съображения ъгълът на разперването α в метровия обхват се избира от порядъка на 30°, докато в дециметровия обхват с оглед на широчината на обхвата се избират ъгли от порядъка на 60° до 80°.

Както следва от фиг. 26.2, при ъгъл на разперване 30° може да се очаква входно съпротивление от порядъка на 350 Ω. Дължината l за този случай трябва да бъде около 0,8 λ; при това положение се получава относителна широчина на лентата $b=0{,}65\ f_m$. С оглед на намаляване теглото и на по-малко съпротивление на вятъра триъгълните плоскости биха могли да бъдат направени от надупчена ламарина или от гъста метална мрежа. Може да се използува и решетка от пръчковиден материал.

При увеличаване на ъгъла на разперването α входният импеданс се изменя в малки граници и в доста голям честотен обхват остава сравнително постоянен. Оптимални са ъгли на разперване от 60° до 80°, при които стойности входното съпротивление е между 160 и 200 Ω, а коефициентът на скъся-



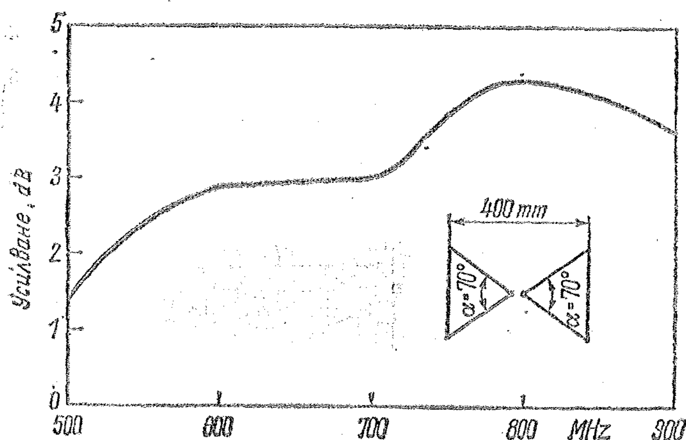
Фиг. 26.1. Широколентов дипол



Фиг. 26.2. Ориентировъчни стойности на входното съпротивление на разперени диполи във функция от ъгъла на разперването

ване — около 0,73. Реактивните съставни на входния импеданс и тяхната честотна зависимост са пренебрежимо малки, а дължината l благодарение на голямата широчина на лентата не е критична.

Както е известно, усилването на един „строен" целовълнов дипол е 1,8 dB, отнесено към полувълновия дипол. Много широколентовият целовълнов плоскостен дипол благодарение на благоприятните импедансни съотношения може да бъде възбуждан не само на честотата, за която е оразмерен, а и на много по-високи честоти. За тези по-високи честоти дължината на ди-



Фиг. 26.3. Усилване на разперения дипол (α=70°, l=400 mm) във функция от честотата

пола естествено е по-голяма от 1 λ. По тази причина усилването на антената за по-високите честоти се покачва и може да достигне 4 dB. Като пример за това на фиг. 26.3 са дадени резултатите от измерването на усилването на един пеперудообразен дипол с ъгъл на разперване α=70° (дължина 400 mm) в обхвата от 500 до 900 MHz. От него е ясно, че един 70°-разперен дипол има приемна лента, доста по-голяма от широчината на IV/V телевизионен обхват.

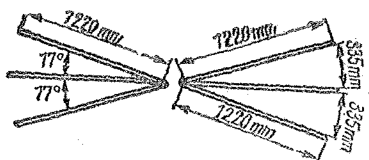
26.1.2. Ветрилообразен дипол (Fan-dipole)

Характерните свойства на един „дебел" дипол показват също и диполите, направени от единични пръчки във вид на ветрила (фиг. 26.4). „Ветрилата" могат да съдържат по две или повече единични пръчки. Такава конструкция е икономична, лека и оказва малко съпротивление на вятъра.

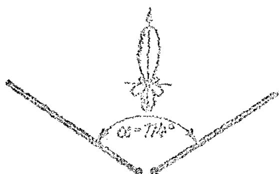
При дадените на фиг. 26.4 размери ветрилообразният дипол е еквивалентен на един цилиндричен дипол с дебелина на рамената 70 mm. Ако той се използува за приемане в III телевизионен обхват, неговата електрическа дължина във всички случаи ще бъде по-голяма от 1 λ. В този случай диаграмата на дипола престава да бъде познатата „осмица" и се разчленява в зависимост от „превишението" над 1 λ, като добива странични листове, подобно на диаграмата на една „дълга жица". Усилването, което може да се очаква на канали 7 до 12 при това положение, е от порядъка на 2 dB. То не се проявява обаче в никакъв случай по посока, перпендикулярна на оста на антената, а в други посоки.

Една проста възможност да се получи добре изразена и едностранна насоченост на „по-дългия" ветрилообразен дипол се състои в това последният да бъде огънат като V-дипол. Оптималният ъгъл на раствора α на V-образната конструкция зависи от дължината на рамената на дипола, отнесена към дължината на вълната λ (вж. раздел 11.4.).

Много подходящ за ветрилообразния дипол според фиг. 26.4 е ъгъл на раствора α=114°, тъй като при него E-диаграмата на антената при използуване в III телевизионен обхват получава едностранен главен лист приблизително така, както е показано на фиг. 26.5. Този свит ветрилообразен дипол представлява една твърде полезна приемна антена за всички канали от I, II и III УКВ обхват. Тя може да се разглежда обаче само като помощна антена, тъй като входното ѝ съпротивление в споменатите обхвати се мени от 60 до 600 Ω и съдържа реактивни компоненти. На III обхват от нея може да се очаква усилване от около 3,5 dB (на 5-ти канал) до 5 dB (на 8-ми и 9-ти канал). При дадените размери входното съпротивление за канал 8 и канал 9 е почти реално и е между 240 и 300 Ω. За честотите на I и II обхват характеристиката на антената се приближава до тая на полувълнов дипол, без обаче да са налице изразени нулеви участъци в диаграмата.



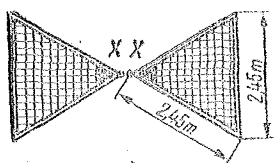
Фиг. 26.4. Ветрилообразен дипол (поглед отпред)

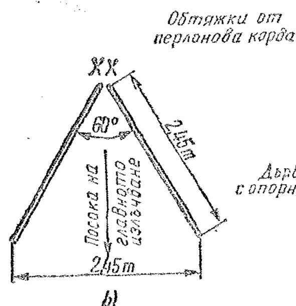


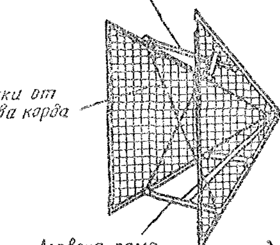
Фиг. 26.5. Свит ветрилообразен дипол (поглед отгоре)

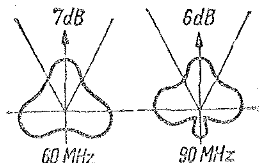
26.1.3. Широколентова рупорна антена

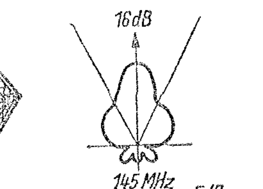
Широколентовата плоскостна антена, която ще опишем тук, се намира в тясна връзка със свития ветрилообразен дипол. Тя е особено подходяща за приемане в целия метров спектър и има добро усилване. Това е една истинска широколентова антена — в целия участък от около 50 MHz до доста навътре в дециметровия обхват не се наблюдават резонансни пропадания. Усилването на антената нараства не-

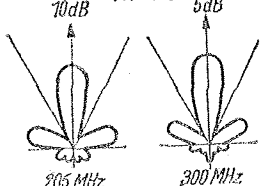












ена; *a* — поглед отпред, *b* — поглед перпендикулярно отгоре, *c* — вариант на механично изпълнение (страничен поглед), *d* — диаграми на излъчване при различни честоти (според *DL1FQ*)

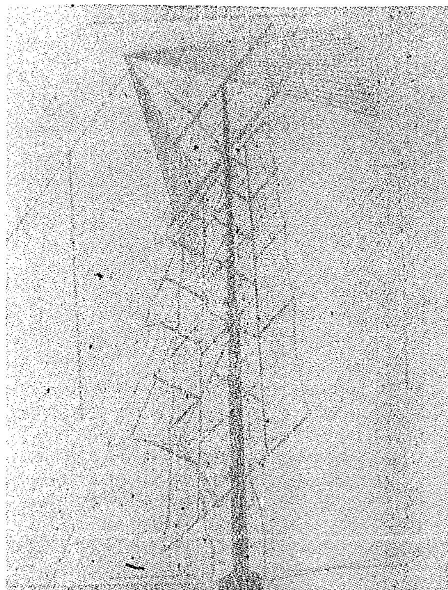
прекъснато, успоредно с повишаването на честотата. Конфигурацията на антената, както и всички размери могат да се видят на фиг. 26.6.

Основните елементи на тази конструкция са два равнострanни триъгълника с дължина на страната 2,45 m. Ъгълът на разперване на този плоскостен дипол е 60°. Върховете на триъгълниците се доближават един към друг, за да образуват точката на захранване XX. От фиг. 26.6 се вижда, че се касае за един свит пеперудообразен дипол — двете триъгълни плоскости са разположени под ъгъл също 60°. Главното излъчване, респ. главната посока на приемане съвпада с посоката на ъглополовящата.

Една изпитана от *DL1FQ* конструкция беше изготвена от желязна тръба (рамка на триъгълниците) и поцинкована метална мрежа с отвори 20 mm (триъгълни плоскости). Фиг. 26.6c дава идея как може да бъде изпълнена тази доста обемиста конструкция.

Представените на фиг. 26.6 хоризонтални диаграми с данни за усилването са получени от *DL1FQ* чрез измерване. При честота 60 MHz диаграмата е почти кръгова, като трите доминиращи листа показват значително усилване от максимум 7 dB. В обхвата за УКВ ЧМ разпръскване (90 MHz) антената осигурява добро приемане в един сегмент над 300° от пълния кръг. За 2-метровия обхват (145 MHz) се дава едно невероятно високо усилване от 16 dB, а за честотите на III телевизионен обхват усилването отново добива обикновени стойности. При една точна проверка тези данни за усилването вероятно ще трябва да се коригират в посока надолу. Ползуващите тази антена обаче винаги са потвърждавали нейните превъзходни приемни качества в много широк честотен обхват.

На фиг. 26.7 е показана една изпробвана от *DL6MH* рупорна антена от този вид. В нея се използуват триъгълници от лек тръбен материал с дължина на страната 3 m. От захранвания връх излизат ветрилообразно 15 алуминиеви тръби с диаметър 8 mm. *Антената има* чудесни приемни качества в УКВ ЧМ-обхвата и дава добри резултати в I телевизионен обхват. На 2-метровия обхват тя е еквивалентна *по показа*тели на 12-елементна групова антена, но на 70-cm обхват е съвършено неизползуваема.



Фиг. 26.7. Рупорна антена на *DL6MH* (отдолу — бискуейр пред рефлекторна стена)

От само себе си се разбира, че размерите могат да бъдат увеличени или намалени произволно много. Ако например се желае получаването на приблизително кръгова характеристика в УКВ ЧМ-обхвата (87,5—100 MHz), размерите на кантовете трябва да се намалят до 1,65 m. И при този размер антената дава задоволително усилване на 2-метровия обхват, както и добри резултати в целия III телевизионен обхват.

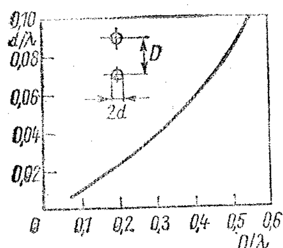
При една рупорна антена с разтвор 60° дължините на страните на триъгълните плоскости се отнасят към най-дългата работна вълна, както 1 : 2, т. е. използуваемият работен диапазон на една рупорна антена с дължина на страната примерно 3 m започва от дължина на вълната около 6 m = =50 MHz. Увеличаването на усилването расте успоредно с увеличаването на честотата непрекъснато до момента, когато диаграмата на насоченост започне да се разчленява на множество отделни листове.

Импедансът в точките на захранване XX за най-ниските честоти е около 300 Ω и нараства с увеличаването на честотата, като достига до около 380 Ω. Затова за захранване на антената е подходяща стандартна линия с вълново съпротивление 300 Ω. По-подходяща и с по-малко загуби би била една саморъчно изготвена въздушна двупроводна линия с вълново съпротивление около 350 Ω.

При използуване на рупорната антена трябва да се има пред вид, че всички паразитни сигнали със странични и хармонични честоти ще бъдат излъчени наравно (или дори усилени!) с полезния сигнал. Затова такива паразитни сигнали би трябвало да бъдат подтиснати ефикасно още в самия усилвател.

26.2. Антени с рефлекторна стена

Рефлекторната стена представлява една метална конструкция със сравнително голяма площ, която за електромагнитните вълни се държи по същия начин, както огледалото за светлинните вълни — те биват отразявани от нея. При това ъгълът на падането е равен на ъгъла на отражението. В идеалния случай рефлектиращата площ представлява една голяма метална стена с добра повърхностна проводимост (в теоретически идеалния случай — без-



Фиг. 26.8. Зависимост между радиуса на проводниците и разстоянието D между тях, отнесени към дължината на вълната λ, при електрически плътни рефлекторни стени (според Moullin)

крайно голяма повърхност с безкрайно голяма проводимост).

Една повърхност от метална мрежа е почти еквивалентна по отражаващо действие на една плътна метална повърхност, ако междините на мрежата не са по-големи от $\lambda/200$. Изследвания на Moullin са показали, че компактната рефлекторна стена може да бъде заместена с решетка от паралелни проводници, ако се спази определено съотношение между радиуса на проводниците и разстоянието между последните в зависимост от дължината на вълната. Тази зависимост може да се види от фиг. 26.8. Moulin също така е доказал, че диаметърът на проводниците може да бъде много по-малък от дадения на кривата, без да се влоши значително ефективността на рефлекторната стена. При много рефлекторни стени с пръчковидна структура от съображения за икономия на материал и за по-малко съпротивление на вятъра се избира разстояние между пръчките около $\lambda/20$. Много любители си изготвят рефлекторни стени от мрежа, която се продава за ограждане на курници. Мрежата трябва да се огъне така, че усуканите ъгли да бъдат паралелни на надлъжната ос на излъчвателя. Рефлекторни плоскости от паралелни тръби в любителски условия се изпълняват рядко. Те са скъпи, а в електрическо отношение не дават предимства пред евтината метална мрежа.

За определяне големината на рефлекторната стена важи следното грубо правило: *тя трябва във всяко направление да превишава размерите на антената поне с $\lambda/2$.* Един полувълнов дипол, който се намира на разстояние $\lambda/4$ пред една рефлекторна стена с височина 0,82 λ, показва съотношение „напред-назад" около 25 dB; при височина на рефлекторната стена 2 λ това съотношение нараства на 38 dB, а при височина на стената 4 λ то става 45 dB.

Теоретично максималното усилване (>7 dB) се получава при поставяне на полувълновия дипол непосредствено пред рефлекторната стена (разстояние <0,05 λ). Това предполага обаче, че рефлекторната стена е безкрайно голяма и с идеална проводимост. На практика такова изключително малко разстояние не може да се спази, тъй като голямото приближаване предизвиква повишени омически загуби в рефлекторната стена; освен това входният импеданс става много малък и с това честотната лента на дипола силно се стеснява.

От гледна точка на усилването са препоръчителни разстояния между дипола и рефлекторната стена от порядъка на 0,1 λ до 0,35 λ. Разстояние около 0,5 λ трябва да се избягва — при него главният лист на диаграмата се разцепва на два рязко изразени странични листове. Много подходящо е по-нататък разстояние от 0,65 до 0,85 λ. В границите на препоръчаните разстояния може да се получи практически реализуемото усилване от 5 dB $\pm$ 1 dB, стига да е използувана достатъчно голяма и електрически плътна рефлекторна стена. Двата зависещи от разстоянието максимуми на усилването са особено подходящи за широколентови системи. Още по-високи усилвания могат да се получат със свиване под ъгъл или с плавно огъване на рефлекторната стена.

26.2.1. Широколентови антени с рефлекторна стена

Плоскостните рефлектори не са много практични за метровия обхват поради големите си размери, затова те се използуват предимно в областта на дециметровите вълни. Особено подходящи са комбинациите от рефлекторни стени и широколентови диполи, тъй като плоскостните рефлектори за разлика от пръчковидните не са резониращи структури и като така не стесняват честотната лента.

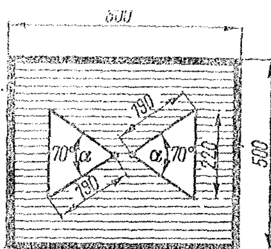
Антените с рефлекторна стена и разперени диполи са популярни в телевизионния СВЧ обхват (обхват IV/V), тъй като осигуряват приемане с добро усилване по целия обхват. В този случай обикновено е налице стремежът да се поддържа голям ъгъл на разперване (60 до 70°), за да е по-слабо изразена честотната зависимост на входния импеданс (вж. раздел 26.1.1.).

Фиг. 26.9 показва схемата на един разперен дипол, поставен пред рефлекторна стена, който е изготвен за приемане в честотния обхват от 450 до 900 MHz. Честотната зависимост на усилването, отнесено към един настроен дипол, е показана на фиг. 26.10. От кривата се вижда, че усилването от около 5 dB на канал 21 се покачва до около 10 dB на канал 60. Разстоянието между разперения дипол и рефлекторната стена е 120 mm. Вследствие на големия ъгъл на разперването (70°) входното съпротивление остава около 170 Ω. При захранване с една 240-омова линия коефициентът на стоящи вълни в целия честотен обхват остава по-малък от 2. Напълно възможно е захранването с коаксиален кабел и полувълново коляно, като това довежда до незначително ограничаване на честотната лента.

Ако входното съпротивление трябва да се приближава до 240 Ω, ъгълът на разперване α ще трябва да се намали на 45°. При такова изменение настъпва известно стесняване на честотната лента и увеличаване на зависимостта на входното съпротивление от честотата.

26.2.2. Етажирани диполи с рефлекторна стена

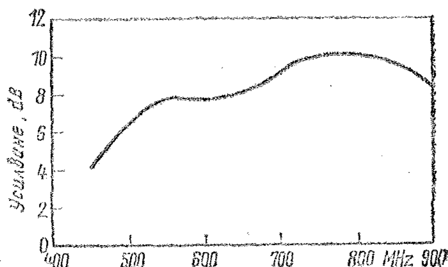
Преимуществата на диполните колони могат да бъдат използувани също



Фиг. 26.9. Проста широколентова антена с рефлекторна стена и 70°-разперен дипол (разстояние до рефлекторната стена 120 mm)

и при употребата на рефлекторна стена и целовълнови разперени диполи. При етажиране на разперени диполи възникват проблеми главно със захранването, тъй като възбуждането на отделните платна трябва да става без или с незначително влошаване на широколентовостта. Използуването на настроени трансформиращи елементи трябва по възможност да се избягва и да се търси едно чисто активно съгласуване.

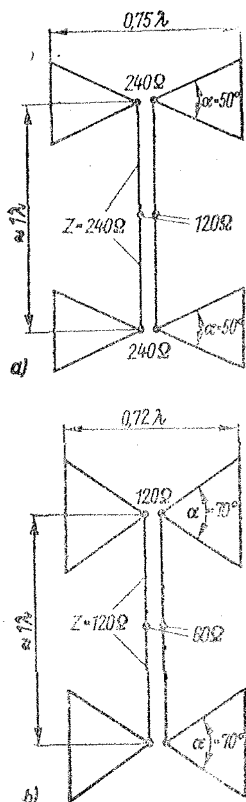
Ако два целовълнови разперени диполи трябва да се етажират, би било удобно тяхното индивидуално входно съпротивление да е от порядъка на 480 Ω, тъй като при паралелното им свързване в централната точка на захранването би се получил входен импеданс 240 Ω. За да се постигне такова индивидуално входно съпротивление обаче, би трябвало съгласно фиг. 25.2 ъгълът на разперване α на пеперудообразния дипол да бъде около 15°. В резултат на това би се получила относително тясна честотна лента и като следствие от това също и увеличена зависимост на входния импеданс от



Фиг. 26.10. Измерени стойности на усилването във функция от честотата при един разперен дипол пред рефлекторна стена (фиг. 26.9)

честотата. Следователно малкият ъгъл на разпереност не е благоприятно решение на проблема.

Ако трябва да се етажират само две платна, целесъобразно е да се избере ъгъл на разпереност α около 50°, при която стойност входният импеданс съгласно фиг. 25.2 е приблизително 240 Ω. Паралелното свързване в централната точка на свързване дава тогава резултатен импеданс 120 Ω. Ако тук се включи 240-омова линия, разсъгласуването ще обуслови един коефициент на стоящи вълни $s=2$. Такова разсъгласуване може да се допусне като компромисно, особено когато става дума за приемна антена, тъй като предимствата по отношение на изпълненията с малък ъгъл на разпереност са значителни. Това компромисно решение за етажирани перпендикулярни диполи с разпереност 50° е показано на фиг. 26.11*a*. Свързващата линия е с импеданс 240 Ω и дължината ѝ е произволна, като в случая се определя от междуетажното разстояние. Централната точка на захранването се намира в геометричната среда на свързващата линия. Разстоянието между диполите и рефлекторната стена се взема 0,2 λ, отнесено към най-дългата работна вълна. При това разстояние входният импеданс в точката на захранване се изменя незначително.



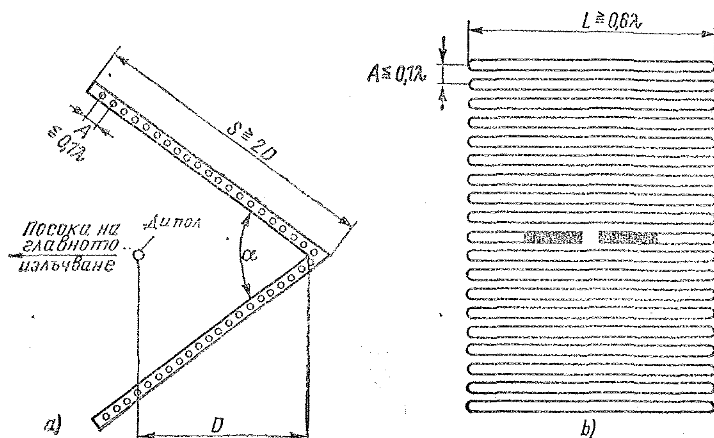
Фиг. 26.11. Възбуждане на етажирани разперени диполи пред една рефлекторна стена; *a* — ъгъл на разперването α=50°, разстояние до стената 0,2 λ, *b* — ъгъл на разперване α=70°, разстояние до стената 0,15 λ (рефлекторната стена не е нарисувана)

Една по-добра възможност за решаване на въпроса показва фиг. 26.11*b*. В този случай е избран ъгъл на разпереност 70°, при който входното съпротивление на единичния дипол е 170 Ω (вж. фиг. 26.2). Ако разпереният дипол се приближи до стената така, че разстоянието да стане 0,15 λ (отнесено към най-дългата работна вълна), неговият входен импеданс, макар и донякъде честотно по-зависим, добива удобната стойност 120 Ω. Тогава може двата дипола да се свържат с произволно дълга стандартна 120-омова линия (напр. тип *120D10-1*). В такъв случай в централната точка на захранването получаваме входно съпротивление от порядъка на 60 Ω, симетрично, така че бихме могли да включим един стандартен коаксиален кабел с помощта на симетриращо устройство (вж. раздел 7.). Много често е възможно включването на кабела да стане и без да е нужно симетриращо устройство.

При междуетажното разстояние около 1 λ от два етажирани целовълнови разперени диполи с рефлекторна стена може да се очаква получаването на честотнозависимо усилване в границите от 9 до 12,5 dB. Предпоставка за това е рефлекторната стена да бъде с достатъчно големи размери, в случая около 2 λ висока и 1 λ широка.

26.2.3. Дипол с ъглов рефлектор

С прост дипол могат да се получат високи усилвания, ако той се постави във фокуса на една ъглообразна рефлекторна стена. Тъй като при отражението ъгълът на падането и ъгълът на



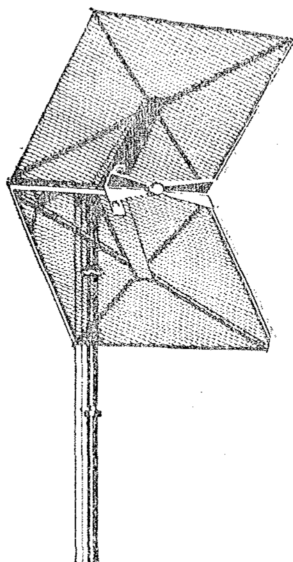
Фиг. 26.12. Дипол с ъглов рефлектор; *a* — поглед отстрани, *b* — поглед отпред

отражението са равни, може да се докаже, че голяма част от енергията, срещаща стената, ще бъде отразена обратно към дипола (предпоставка за това е последният да се намира във фокуса на ъгловия рефлектор). Ъгловият рефлектор с неговите две плоски стени няма дефиниран фокус; за целта би трябвало да е налице една параболично закривена повърхност. Но и с тази несъвършена форма на концентриране на излъчването могат да се получат чувствителни усилвания.

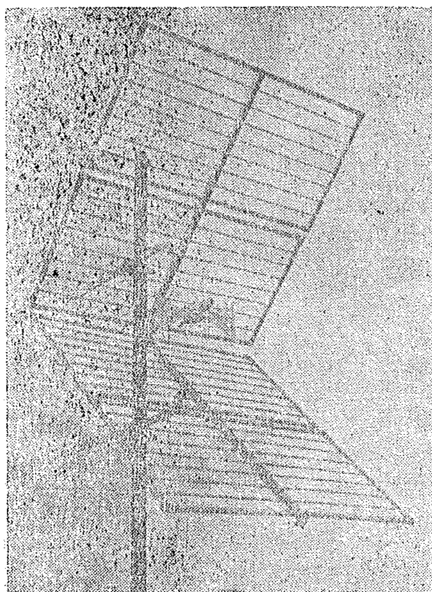
Схемата на един дипол с ъглов рефлектор е дадена на фиг. 26.12. Както се вижда от страничния поглед 26.12*a*, диполът се намира на разстояние *D* върху ъглополовящата на една ъглова рефлекторна повърхност. Ъгълът на разтвора α най-често е 90°, по-рядко 60° и в изключителни случаи — 45°. Оптималното диполно отстояние зависи от ъгъла на разтвора α. Дължината на рамената *S* би трябвало да бъде поне равна на удвоеното диполно отстояние ($\geqq 2D$); по-големите дължини увеличават усилването.

Ако не са поставени специални изисквания за широчината на лентата, захранваният елемент представлява или един прав полувълнов дипол, или сгънат дипол (шлейф-вибратор). В този случай широчината *L* на ъгловия рефлектор трябва да бъде минимум 0,6 λ. По-дългите диполи изискват съответно по-широки ъглови рефлектори.

Ако рефлекторните повърхности са изготвени от единични пръчки или проводници, разстоянието *A* се избира $\leqq 0{,}1\ \lambda$. В практиката обаче се срещат също чувствително по-големи междини. Ако липсва материал във формата на метални пръчки, може да се



Фиг. 26.13. Широколентова антена с ъглов рефлектор от метална мрежа



Фиг. 26.14. Ъглова антена за IV/V телевизионен обхват

използуват парчета, изрязани от меден проводник с диаметър 1 до 2 mm. Страничните летви на ъгълната рамка се пробиват и проводникът се вдява последователно през отворите, като образува решетка тип „меандър". С още по-добър успех, особено в дециметровия обхват, като ъглова рефлекторна стена може да се разпъне по-гъста метална мрежа. Един пример за такова изпълнение дава фиг. 26.13. В този случай освен това се използува широколентов дипол, който също както рефлекторната стена е огънат аксиално. Една фабрична широколентова антена с ъглов рефлектор за телевизионно приемане на IV/V обхват е показана на фиг. 26.14. В обхвата между 470 и 790 MHz тази антена дава усилване от 10 dB (канал 21) до 12,5 dB (канал 55). Въпреки че рефлекторната решетка е доста рядка, антената осигурява подтискане в посока „назад" = 25 dB.

На фиг. 26.15 са дадени диаграми, с помощта на които може да се определи зависимостта между усилването и съпротивлението на антени с ъглов рефлектор във функция от разстоянието между дипола и рефлектора (D). С цел за сравнение на фиг. 26.15*а* тези зависимости са показани и за случая $\alpha=180°$, т. е. за дипол, поставен пред плоска рефлекторна стена. Както може да се види, в този случай максималното усилване от почти 7,5 dB се получава при диполно отстояние 0,1 λ. Вследствие на ниското съпротивление на излъчване (25 Ω) и голямата близост до рефлекторната стена обаче възникват толкова високи омически загуби, че това усилване практически не може да се постигне. Едно отстояние от 0,2 λ би следвало да се приеме като по-добро решение (усилване 6 dB). Кривата на съпротивлението на излъчване потвърждава споменатото вече

Таблица 26.1. Размери на антени с ъглов рефлектор за 145 MHz и 435 MHz

Честотен обхват, MHz	145	145	435	435	435
Ъгъл на разтвора	90°	60°	90°	60°	45°
Дължина на рамото S	≧1370	≧2060	≧460	≧700	≧830
Широчина на рефлектора L	≧1250	≧1250	≧420	≧420	≧420
Диполно отстояние D	683	1035	228	345	414
Дължина на дипола	970	970	320	320	320
Междини между пръчките A	≦125	≦125	≦40	≦40	≦40
Усилване, dB	10	12,5	10	12,5	14,5
Входно съпротивление, Ω	60	75	60	75	50

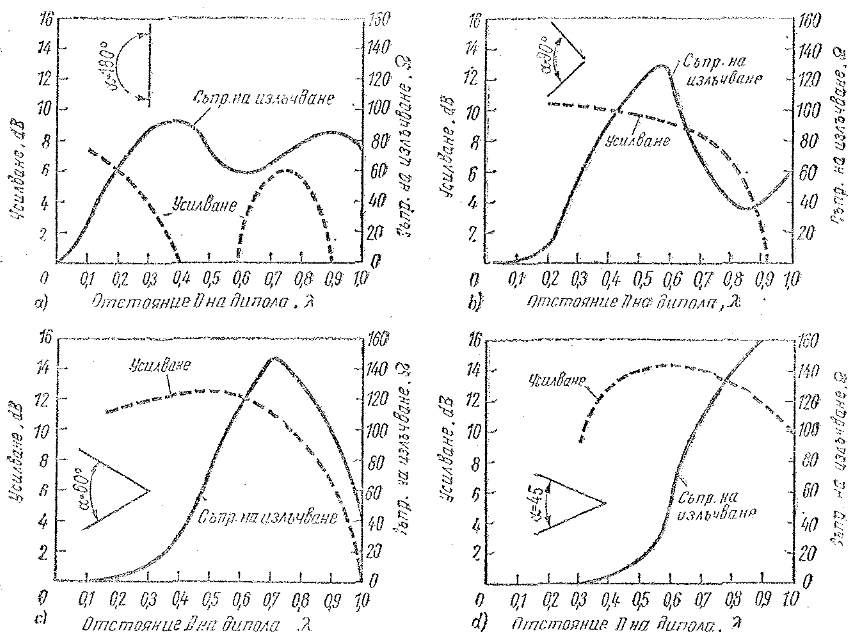
Всички размери са в мм

твърдение, че входното съпротивление на един дипол, намиращ се пред плоска рефлекторна стена, не се изменя при диполно отстояние 0,2 λ.

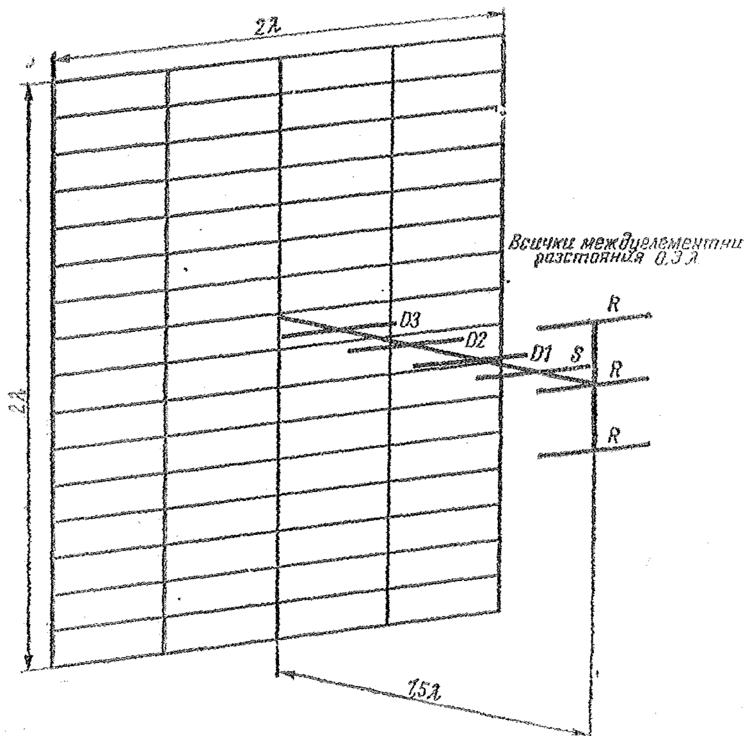
Кривите за един 90-градусов ъглов рефлектор са дадени на фиг. 26.15*b*. Най-подходящото разстояние в случая е D=0,33 λ; усилването е 10 dB, а съпротивлението на излъчване — около 60 Ω. От фиг. 26.15*c* следва, че при ъгъл на разтвора α=60° оптималното диполно отстояние е 0,5 λ, тъй като при него се получава усилване 12,5 dB и съпротивлението на излъчване е около 75 Ω. Най-голямо усилване се получава при ъгъл на разтвора α=45° (фиг. 26.15*d*). За получаване на максимално усилване от 14,5 dB диполното отстояние D трябва да бъде 0,6 λ. Получаващото се в случая съпротивление на излъчване от 50 Ω е много удобно от гледна точка на съгласуването.

За осигуряване на съгласуване е много удобно, ако се осигуряват входни съпротивления, чиито стойности съвпадат с импеданса на стандартните коаксиални кабели. Всички описани антенни форми могат да бъдат захранени с коаксиален кабел и четвъртвълново заграждащо гърне или друго симетриращо устройство. Ако е необходимо антената да се захранва с 240-Ω линия, правият полувълнов дипол трябва да се замести с един сгънат дипол (шлейфвибратор).

В табл. 26.1 са дадени геометричните размери на антени с ъглов рефлектор за 2-m и 70-cm любителски обхват. Буквените означения се отнасят към фиг. 26.12. Всички размери са в милиметри.



Фиг. 26.15. Усилване и съпротивление на излъчване на диполна антена с ъглов рефлектор във функция от разстоянието D; *a* — дипол пред плоска рефлекторна стена (ъгъл на разтвора 180°), *b* — полувълнов дипол пред ъглов рефлектор с ъгъл на разтвора 90°, *c* — полувълнов дипол с ъглов рефлектор с разтвор 60°, *d* — полувълнов дипол с ъглов рефлектор с разтвор 45°



Фиг. 26.16. Backfire-антена

23.3. Специални форми на надлъжни излъчватели

Най-познатият и най-широко разпространен надлъжен излъчвател е Яги-антената. Освен нея има още цяла редица от надлъжно излъчващи антенни структури, които отчасти са модификации на Яги-антените, но в повечето случаи са конструирани въз основа на други принципи. Тук ще бъдат описани няколко познати форми от тях, които имат значение за любителската работа.

25.3.1. Backfire-антена*

Тази антена, наричана понякога и „антена с обратно излъчване", е показана на фиг. 26.16. Вижда се, че тя е комбинация от дълга Яги-антена и рефлекторна стена. Нейният принцип на действие се разбира особено добре, когато тя се разгледа като предавателна антена: излъчваната от захранвания елемент S енергия с помощта на тройния рефлектор (R) и вълноводната система от директори се насочва към рефлекторна стена с голяма площ. Енергията се отразява от нея, преминава за втори път през Яги-структурата, този път в обратна посока, и се отправя като силно насочено излъчване в свободното пространство. Тъй като вълната обхожда Яги-структурата два пъти, една бекфайър-антена има приблизително същите данни като дълга Яги-антена с двойна дължина. Яги-системата на показаната на фиг. 26.16 антена с обратно излъчване има дължина 1,5 λ, така че цялата антена по отношение на нейните характери-

* Backfire [бек файър] = обратен огън (англ.) (б. пр.).

стични излъчвателни свойства отговаря на едно дълго Яги с два пъти повече елементи и дължина 3 λ.

Теоретически при удвояване дължината и броя на елементите на една Яги-антена усилването може да нарасне с 3 dB. На практика поради увеличените загуби прирастът на усилването е около 2,5 dB. Подобни резултати следва да се очакват и съгласно фиг. 22.7 — при увеличаване на дължината на една Яги-антена от 1,5 λ на 3 λ очакваният прираст на усилването е около 2,3 dB. В този случай обаче теорията не отчита действието на относително голямата рефлекторна стена на backfire-антената, тъй като в литературните източници единодушно се твърди, че измереното увеличение на усилването е от 4 до 6 dB, отнесено към Яги със същата дължина без backfire-стена. Освен това се изтъква, че големината на рефлектиращата площ влияе чувствително върху усилването. В случая важи следното правило: рефлектиращата стена на антената с обратно излъчване трябва да бъде толкова по-голяма, колкото по-дълга е използуваната Яги-структура.

За определяне на оптималната дължина на кантовете (L) на една backfire-антена в зависимост от дължината на антената (D) може да се използува следното приблизително равенство:

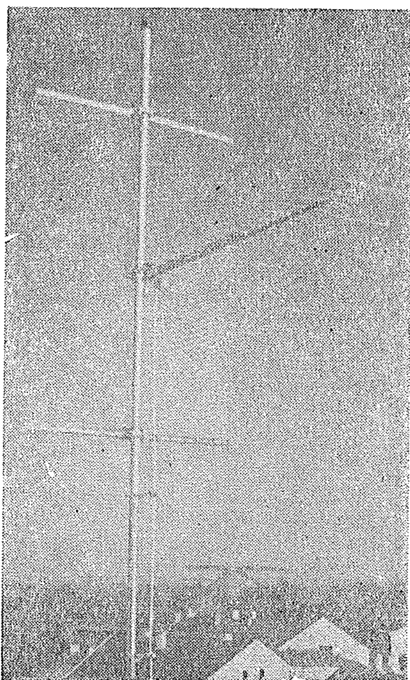
$$L=1,22\,D.$$

За скицираната на фиг. 26.16 антена с обратно излъчване се дава усилване 14,5 dB, хоризонтален ъгъл на разтвора 28° и вертикален ъгъл на разтвора 35°. При това се предполага, че е спазено изискването страната на рефлекторната стена да бъде 2 λ, а дългата 1,5 λ Яги-структура е оразмерена за максимално усилване.

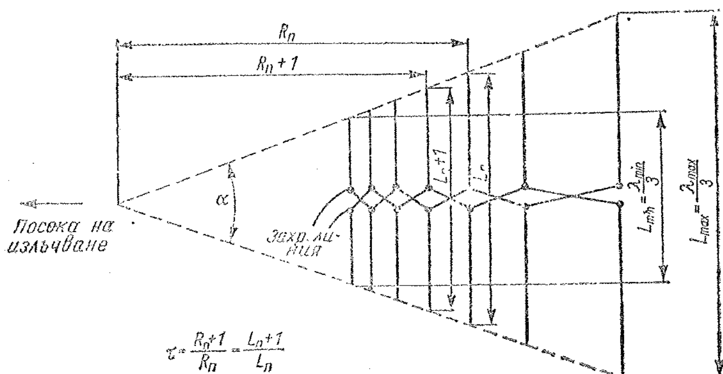
Една оптимално оразмерена Яги-антена без рефлекторна стена изменя силно резонансните си свойства, когато бъде свързана с рефлекторната стена за обратно излъчване. За да възстанови отново максималното усилване, междуелементните разстояния могат да се запазят същите, но трябва да се изменят дължините на елементите. Като ориентировъчно правило важи, че захранваният елемент и рефлекторът трябва да се удължат, а директорите — да се скъсят.

В любителски условия оптималното настройване на една backfire-антена не е възможно. Освен това от механични съображения има смисъл да се строи такава антена само за 70-cm любителски обхват, тъй като на 2 m backfire-антената може да се замести ефикасно от по евтината и по-лека за изпълнение дълга Яги-антена. Ако е налице възможността да се строят големи рефлекторни стени от типоразмерите, изисквани за антени с обратно излъчване, многообещаващо е разработването на етажирани backfire-антени. Те са по-широколентови от еквивалентните по усилване дълги Яги-антени и като резултат от това оразмеряването им не е толкова критично.

Backfire-антени за телевизионно приемане в IV/V обхват бяха разработени от индустрията. Като пример на такава разработка на фиг. 26.17 е показана backfire-антена на фирмата Kathrein.



Фиг. 26.17. Backfire-антена за телевизионно приемане



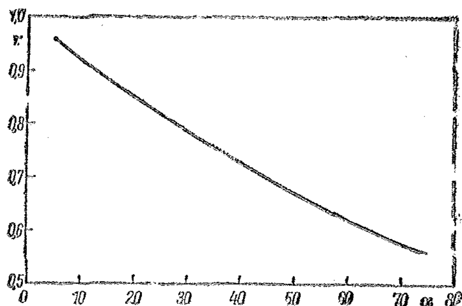
Фиг. 26.18. Логопериодична диполна антена

26.3.2. Логопериодични антени

С определението *логопериодични* се обозначават антените, чиито свойства се менят периодично във функция от логаритъма на честотата. Те са най-новата форма на изключително широколентови надлъжни излъчватели за УКВ- и СВЧ-обхвата. Голямата широколентовост при сравнително малко усилване се изкупува с относително големи разходи за механиката. По тази причина логопериодичните антени се срещат много рядко в любителската практика. За служебни цели обаче този тип антени има вече голяма популярност, особено за случаите, когато е необходимо често и бързо сменяне на работната вълна в голям честотен диапазон. Затова съществуват вече разработки на много широкообхватни въртящи се логопериодични антени за къси вълни. Едно важно преимущество на логопериодичните антени е това, че при съответно оразмеряване те имат много високо затихване в посока „назад" (от порядъка на 25 до 30 dB) и в тяхната диаграма както хоризонтална, така и вертикална, липсват странични листове. По тази причина те са много подходящи за телевизионно приемане в места, където отразени вълни създават трудности при приемането, както и в места, където се приемат различни предаватели, работещи на един и същи канал. Споменатата чиста диаграма на насоченост за разлика от болшинството други широколентови антени се запазва по целия работен обхват на логопериодичната антена. Усилването също остава почти неизменно по цялата честотна лента.

Както се вижда от дадения на фиг. 26.18 пример, една логопериодична диполна антена се характеризира с многото серийно свързани елементи, като при това най-дългият елемент е с дължина $\lambda/2$ (отнесено към $\lambda_{макс}$), а най-късият елемент — с дължина около $\lambda/3$ (отнесен към $\lambda_{мин}$).Захранващата линия се включва към най-късия дипол, след което тя като кръстосана разпределителна линия достига до най-дългия дипол. Когато антената е използувана като предавателна, вълната се придвижва по тази разпределителна линия, докато достигне до дипол, чиято дължина е около $^1/_3$ от дължината на вълната λ. От този елемент започва активната зона на антенната структура и се разпростира до елемента, чиято дължина е равна на $^1/_2$ от работната дължина на вълната. Цялата подавана енергия се излъчва именно от тази активна зона. Всички елементи, които са извън този сектор, не участвуват в излъчването. Те стават активни едва когато се измени дължината на вълната така, че съобразно дължината си те се включат в излъчващата зона на антената.

От всичко това следва, че една логопериодична антена може да бъде оразмерена за произволно широк честотен обхват. Практическото изпълнение се ограничава само от разходите, налич-



Фиг. 26.19. Зависимост между ъгъла α и периода τ при оразмеряване за максимално усилване и максимално подтискане на излъчването в посока „назад“ при логопериодични диполни антени

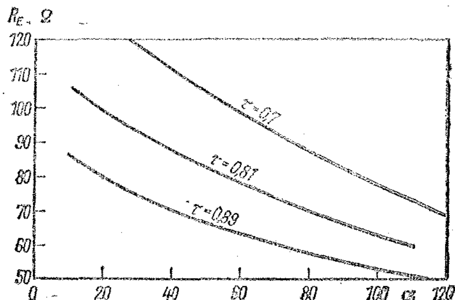
ното място и механическите трудности. Освен това съотношението между разходите и ефекта е толкова по-лошо, колкото по-широка е исканата честотна лента, защото отношението на броя на неактивните елементи към малкото активни елементи от активната зона се увеличава с нарастване на честотната лента и с това се влошава рентабилността.

Удължаването на структурата не влияе върху усилването на антената, то довежда само до известно разширяване на лентата. Усилването на една логопериодична антена се определя само от ъгъла α и коефициент за периода τ. Този коефициент се получава от фиг. 26.18 като функция от разстоянието между два съседни дипола и ъгъла на разтвора α:

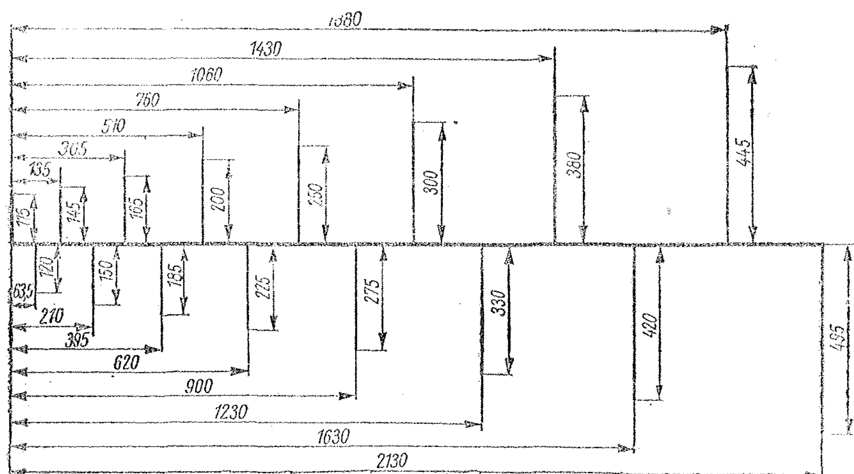
$$\tau = \frac{R_n + 1}{R_n} = \frac{L_n + 1}{L_n}. \qquad (26.2)$$

Периодът τ може да има стойности между 0,5 и 0,95; като често използувана средна стойност може да се приеме τ=0,7. Ако антената трябва да се оразмери за максимално възможното усилване и голямо затихване в посока „назад“, ъгълът α и периодът τ трябва да бъдат в определено отношение. Тази връзка е показана на фиг. 26.19. Така например един ъгъл на отвора от 45° изисква период τ=0,7. Общо взето, усилването е толкова по-високо, колкото по-малък е ъгълът α, респективно колкото по-голям е коефициентът τ. Максимално достижимото усилване с едно логопериодично платно, отнесено към полувълновия дипол, е между 3 dB при период τ=0,6 и 11 dB, когато τ=0,95. За τ=0,95 обаче се изисква ъгъл α=5°, което практически е неизпълнимо, затова може да се разчита на едно реално постижимо максимално усилване от 8,5 dB.

Входното съпротивление R_E на една логопериодична диполна антена зависи също от коефициента τ и от ъгъла α. Тази връзка е дадена на фиг. 26.20. Общо може да се каже, че е възможно да се получат входни съпротивления между 50 и 120 Ω и че R_E се мени периодично във функция от честотата. При оптимално оразмеря-



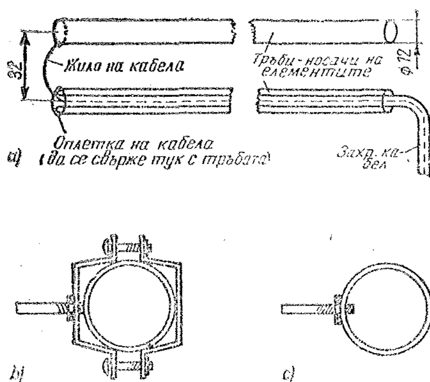
Фиг. 26.20. Входно съпротивление R_E на една плоска логопериодична антена в зависимост от ъгъла α при различни коефициенти τ



Фиг. 26.21. Схема за оразмеряване на една логопериодична диполна антена за честотния обхват от 140 до 450 MHz; на рисунката е дадена само едната половина на антената (вж. текста)

ване съгласно фиг. 26.19 се получават входни съпротивления между 85 Ω (τ=0,89) и 105 Ω (τ=0,7).

Едно логопериодично антенно платно може да бъде изпълнено в най-различни форми. Тъй наречените зъби на такова едно платно се състоят от части



Фиг. 26.22. Механически детайли към конструкцията на логопериодична диполна антена според фиг. 26.21; *a* — включване на захранващия кабел, *b* — закрепване на елементите с тръбни скоби, *c* — закрепване на елементите чрез завиване в стената на носещата тръба

от метално-листови структури. В метровия и дециметровия обхват те се изпълняват най-често като диполни редици или като скелетна структура с триъгълни или меандрообразни по форма зъби. Във всички тия случаи се касае за надлъжни излъчватели, чиято поляризация съответствува на тяхното положение. Това означава, че едно хоризонтално лежащо антенно платно например има хорзонтална поляризация.

На фиг. 26.21 като пример е дадена конструкцията на една логопериодична диполна антена за честотния обхват от 140 до 450 MHz с всички необходими размери. Трябва да се построят две такива платна и да се наложат завъртени аксиално на 180° едно спрямо друго, така че да се получи конфигурацията, показана на фиг. 26.18. При такова изпълнение се премахва кръстосаната захранваща линия, тъй като се изготвят две платна, всяко от които съдържа само тези елементи, които трябва да са директно свързани един с друг. Двете платна се монтират на малко разстояние едно над друго така, че половинките елементи при поглед отгоре да образуват диполи с еднакви дължини на раменете. Краищата на изолираните един от друг държатели

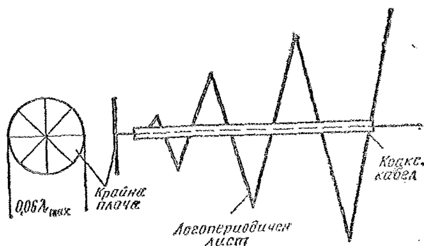
на елементите образуват същевременно и точките на захранване.

Входният импеданс R_E на върха на антената е приблизително 70 Ω и е симетричен, така че антената може да бъде захранена с всякакъв стандартен коаксиален кабел, чието вълново съпротивление е между 60 и 75 Ω. За осигуряване на симетрирането съществува една проста възможност, която е представена на фиг. 26.22*a*: коаксиалният кабел се вкарва в едната от тръбите, носещи елементите откъм „широкия" край на антената, и излиза откъм „тесния" край, където ширмовката на кабела се свързва със същия край на тръбата, а жилото — с другата носеща тръба. В една конструирана от *K7RTY* моделна антена се използуват носещи тръби за елементите с диаметър 12 mm, разположени на разстояние 32 mm една от друга. Двата носача са изолирани един от друг с помощта на три пластмасови държателя, които същевременно ги поддържат на еднакво разстояние паралелно един на друг.

Елементите, които са с диаметър около 6 mm, са закрепени към дългите по 213 cm носещи тръби, така че да е осигурена добра електрическа връзка. За целта могат да се използуват или тръбни скоби (фиг. 26.22*b*), или при дебелостенни носещи тръби директно навинтване на елементите в нарязани отвори и фиксиране с контрагайки (фиг. 26.22*c*).

Тази антена е разработена специално за използуване на 2 m и 70 cm. Средната стойност на КСВ в тези любителски обхвати е под 1,3. Усилването по целия честотен обхват от 140 до 450 MHz остава почти постоянно и равно на 6,5 dB (отнесено към полувълнов дипол). Антената е оразмерена оптимално за максималното възможно усилване при $\alpha = 20°$ и $\tau = 0{,}87$. Тя е от особен интерес в случаите, когато освен за двата любителски обхвата ще се използува и като приемна антена със средно усилване за телевизионни предавания на III обхват и за други излъчвания.

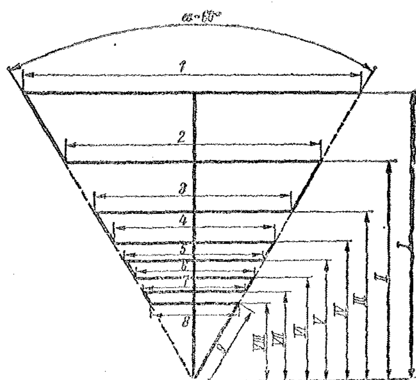
В добавка на фиг. 26.23 е показана една много опростена логопериодична антена с изпълнени от жица триъгълни зъби, която може да се захранва директно с коаксиален кабел. В този случай се използува само едно платно. В точките на пресичане на триъгълните



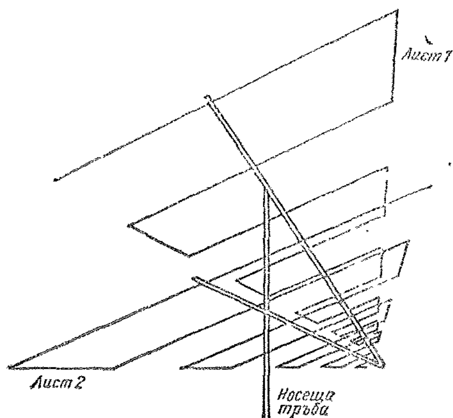
Фиг. 26.23. Опростена логопериодична антена, захранвана с коаксиален кабел

проводници със захранващия коаксиален кабел се осигурява връзка с външния проводник (оплетката) на кабела. Вътрешният проводник (жилото) на кабела завършва с една малка шайба с диаметър 0,06 $\lambda_{макс}$.

По-големи усилвания при по-високи входни съпротивления се получават чрез използуване на две логопериодични платна, образуващи V-образна конструкция. За тези V-образни антени се използуват предимно антенни платна с меандрови зъби или още по-просто с триъгълни зъби. Винаги се свързват две еднакви структури под определен ъгъл между платната, както е показано на фиг. 26.25. От нея се вижда, че платната трябва да са завъртени аксиално едно спрямо друга на 180°. Платната се монтират най-често под ъгъл $\psi = 45°$ едно спрямо друго. При по-малки ъгли се увеличава компактността на антената,



Фиг. 26.24. Една половина на логопериодичен излъчвател с меандрообразна форма, $\alpha = 60°$, $\tau = 0{,}7$, $\psi = 45°$



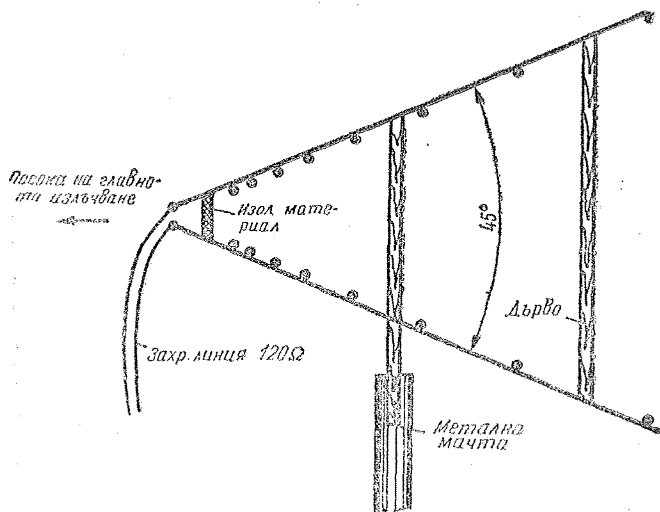
Фиг. 26.25. Разположение на двата листа на една логопериодична V-образна антена според фиг. 26.24; ъгъл между листовете $\psi = 45°$

но усилването намалява. При по-големи ъгли усилването нараства, но системата става много разперена.

На фиг. 26.24 е показано едно антенно платно с меандрообразни зъби, което при дадените в табл. 26.2 размери има широчина на лентата от 48 до 230 MHz. За V-образна антена според фиг. 26.25 са необходими две такива платна. При меандрообразни антени чрез свързващите проводници в краищата на рамената се осигурява такава фаза и амплитуда на антенния ток, че се получава насочено към върха на системата излъчване.

Фиг. 26.26 дава една идея за изпълнение, от която стават ясни останалите подробности. И при тази широколентова V-образна антена излъчването е линейно поляризирано. Поляризацията е хоризонтална, когато рамената на меандрообразните структури са хоризонтални. Входното съпротивление е 120 до 130 Ω, симетрично, така че за директно захранване може да се използува ширмована симетрична линия от типа *120D10-1*.

Елементите се изготвят от лек метал с диаметър 8 до 10 mm (тръби или пръчки). За връзка между краищата на елементите се използува алуминиев проводник с диаметър 1,5 до 3 mm. Като носачи на елементите могат да се използуват както тръби от лек метал, така и дървени летви със сечение около 30×30 mm. Рамената на меандрите са свързани проводящо точно в средите си към носача на елементите. При дървени третери е необходима



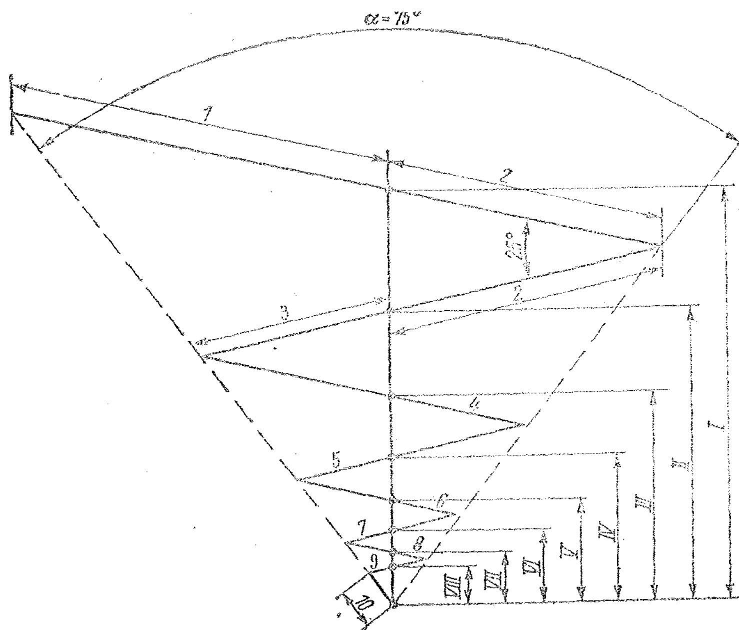
Фиг. 26.26. Логопериодична V-образна антена (страничен поглед); поляризацията на антената е хоризонтална

Таблица 26.2. Размдри на логопериодична антена спорeд фиг. 26.24 (широчина на лентата 48 до 230 MHz)

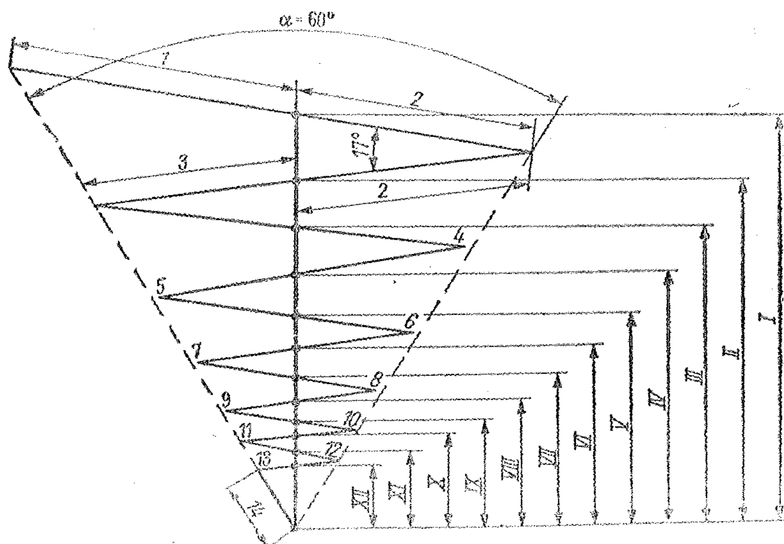
Елемент 1 — 3000 mm	Участък I — 2600 mm
Елемент 2 — 2120 mm	Участък II — 1840 mm
Елемент 3 — 1500 mm	Участък III — 1300 mm
Елемент 4 — 1060 mm	Участък IV — 920 mm
Елемент 5 — 750 mm	Участък V — 650 mm
Елемент 6 — 530 mm	Участък VI — 460 mm
Елемент 7 — 375 mm	Участък VII — 325 mm
Елемент 8 — 265 mm	Участък VIIII — 230 mm
Елемент 9 — 265 mm	

допълнително метална лента, която да осигурява галваническата връзка между средите на елементите. Както ясно се вижда от фиг. 26.26, двете антенни платна са изолирани едно от друго само с дървени разпорки.

От антената, дадена на фиг. 26.24, чрез конструктивни опростявания се е получила почти еквивалентна по показатели логопериодична антена с триъгълна форма на зъбите, показана на фиг. 26.27 и фиг. 26.28. Тази конструкция изглежда е подходяща за ориентировъчни опити с логопериодични V-образни антени, тъй като може да се изготви лесно от медна жица и подходяща дървена рама. И в този случай проводниците, образуващи триъгълните зъби, се свързват електрически с носещите пръти в пресечните точки с последните. Както при варианта с меандрообразни елементи, и тук трябва да се монтират две антенни платна под ъгъл $\psi=45°$.



Фиг. 26.27. Една половина на логопериодичен излъчвател с триъгълни зъби, $\alpha=60°$, $\tau=0{,}84$, $\psi=45°$



Фиг. 26.28. Една половина на логопериодичен излъчвател с триъгълни зъби, $\alpha=75°$, $\tau=0,71$, $\psi=45°$

Антената от фиг. 26.27 осигурява по-голямо усилване от тази, показана на фиг. 26.28, тъй като при нея ъгълът на разтвора α е по-малък и елементите са по-нагъсто ($\tau=0,84$). Структурата може съобразно с желания честотен обхват да бъде произволно съкратена. При това трябва да се внимава най-дългото рамо да бъде $\geqq\lambda/2$ (отнесено към $\lambda_{макс}$). Ако например се премахнат рамената 1—2 и 2—3 на антената от фиг. 26.27, рамото 3—4 с дължина 1980 mm остава като най-дълъг елемент. Следователно най-ниска честота на антената става съответно 76 MHz ($\lambda=3,95$ m). Честотната лента в този случай ще бъде от 76 до 230 MHz. Ако се направи същото с антената от фиг. 26.28, би се получила лента от 100 до 230 MHz, тъй като рамото 3—4 има дължина само 1500 mm.

Дължините и разстоянията за едно антенно платно съгласно фиг. 26.27 са дадени в табл. 26.3, а размерите за едно платно съгласно фиг. 26.28 могат да бъдат намерени в табл. 26.24.

26.4. Процепни антени

Ако в средата на една голяма метална плоча се изреже една ивица, чиято дължина е $\lambda/2$, образувалият се процеп може да се използува като излъчвател. Този процеп, чиято широчина трябва да бъде малка в сравнение с дължината му, се възбужда в средата на дългите му страни (в точките XX).

Процепът има същите свойства като полувълновия дипол, само че магнитната и електрическата компонента на полето са обратно разпределени. Вследствие на това и равнината на поляризацията е обратна. Един вертикален процеп излъчва като един хоризонтален дипол, а един хоризонтален процеп има вертикална поляризация. Входният импеданс в централната точка на захранването XX на един много тесен процеп е около 485 Ω. При разширяване на процепа входното съпротивление се увеличава. Това явление е точно противоположно на поведението на правия пръчковиден дипол. Процепът обаче също както и нормалният дипол трябва да бъде малко по-къс от точната дължина на полувълната, за да се получи резонанс. Един по-широк процеп изисква по-голямо скъсяване, отколкото един по-тесен процеп.

Процепният излъчвател се захранва симетрично в средата на процепа.

Таблица 26.3. Размери на логопериодична антена според фиг. 26.27 (широчина на лентата 48 до 230 MHz)

Елемент 1 — 1560 mm	Участък I — 2370 mm
Елемент 2 — 1280 mm	Участък II — 2000 mm
Елемент 3 — 1080 mm	Участък III — 1680 mm
Елемент 4 — 900 mm	Участък IV — 1400 mm
Елемент 5 — 760 mm	Участък V — 1185 mm
Елемент 6 — 640 mm	Участък VI — 1000 mm
Елемент 7 — 540 mm	Участък VII — 840 mm
Елемент 8 — 450 mm	Участък VIII — 707 mm
Елемент 9 — 380 mm	Участък IX — 600 mm
Елемент 10 — 320 mm	Участък X — 500 mm
Елемент 11 — 270 mm	Участък XI — 420 mm
Елемент 12 — 225 mm	Участък XII — 353 mm
Елемент 13 — 190 mm	
Елемент 14 — 375 mm	

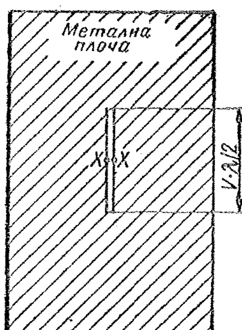
Таблица 26.4. Рязмери на логопериодична антена според фиг. 26.28 (широчина на лентата 48 до 230 MHz)

Елемент 1 — 1750 mm	Участък I — 1850 mm
Елемент 2 — 1240 mm	Участък II — 1310 mm
Елемент 3 — 880 mm	Участък III — 925 mm
Елемент 4 — 620 mm	Участък IV — 655 mm
Елемент 5 — 440 mm	Участък V — 462 mm
Елемент 6 — 310 mm	Учестък VI — 327 mm
Елемент 7 — 220 mm	Участък VII — 231 mm
Елемент 8 — 155 mm	Участък VIII — 163 mm
Елемент 9 — 110 mm	
Еленент 10 — 176 mm	

В точките XX (фиг. 26.29) може да се включи една симетрична двупроводна линия с вълново съпротивление около 500 Ω, при което съгласуването е добро. Тази стойност е обаче доста неудобна, понеже няма стандартни фабрични линии с такова вълново съпротивление. (За получаването на такава стойност би било необходимо едно отношение разстояние (диаметър на проводниците от около 30 : 1 — вж. фиг. 5.4).

Тъй като съпротивлението в посока към края на процепа намалява, би могло самият процеп да се използува като импедансен трансформатор. Чрез преместване на двете точки за захранването XX от средата на процепа към единия от двата края на последния се постига по-ниско входно съпротивление. В резултат на това изместване се получава и известно изменение на излъчвателната характеристика, но то е незначително. Аналогично на дипола и при един процепен излъчвател може да се постигне разширяване на честотната лента чрез разширяване на процепа и особено на краищата му.

Ако процепът се направи във формата на сгънат дипол (шлейфдипол), входното съпротивление се намалява в отношение 4 : 1. Такъв шлейфообразен процеп може да бъде възбуден посредством коаксиален кабел с вълново съпротивление 75 Ω, както е показано на фиг. 26.30. И в този случай процепният дипол се държи по обрат-



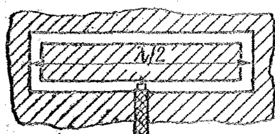
Фиг. 26.29. Плосък процепен излъчвател

ния начин на нормалния дипол, тъй като, както е известно, при изпълнение на нормалния дипол като шлейф-вибратор неговият импеданс се покачва в отношение 4 : 1.

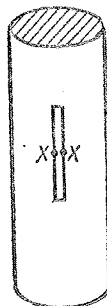
В професионалната антенна техника от особено значение е *тръбният процепен излъчвател* (фиг. 26.31). Този вертикален процеп в стената на тръбата излъчва кръгообразно хоризонтално и свива излъчването по вертикала. Входното съпротивление при тръбно изпълнение на антената нараства на 600 до 1000 Ω. При вертикално етажиране на процепни излъчватели хоризонталното кръгово излъчване остава непроменено, а вертикалният ъгъл на разтвора се намалява. Захранващите линии се прекарват към точките на захранване на процепите през вътрешността на тръбата. Получава се много стабилно и в повечето случаи самоподдържащо се съоръжение. Съпротивлението на вятъра е много малко и може да бъде намалено още повече чрез закриване на отворите на процепите с пластмасови капачки. Характеристиката на излъчване също се оказва много подходяща за редица свързочни и радиослужби, затова тръбният процепен излъчвател в различни изпълнения е много разпространен в УКВ- и СВЧ-обхватите.

Ако все повече намаляваме плоската метална повърхност, в която е направен процепът, накрая остава едно малко окръжение около отвора, така че съоръжението добива формата на една правоъгълна рамка. Такава рамка (фиг. 26.32) също притежава свойствата на един плосък процепен излъчвател и се използува като такъв под името *скелетен процеп* или *скелетна антена.* По едно време тази антена се ползуваше с изключителната слава на антена-чудо, тъй като в литературата бяха дадени неверни данни за нейното усилване. Много любители я повториха в разбираемото желание да притежават високоефективна антена, която изисква материални разходи и пространство, равни на само част от това, което изискват антените с познато изпълнение. Грижливите измервания на Seefried показаха, че скелетната антена има приблизително качествата на един прост прав полувълнов дипол. Някакво усилване спрямо последния не бе констатирано. Тъй като входното съпротивление на скелетно-процепните антени (≈500 Ω) е твърде високо, тя създава известни трудности за доброто съгласуване със захранващата линия. Това стана допълнителна причина за силно намалялата напоследък популярност на тази антенна форма.

Това, че тази антена не притежава погрешно приписваните ѝ качества на антена-чудо, не може да бъде основание за подценяването ѝ. В последно



Фиг. 26.30. Шлейфообразна процепна антена



Фиг. 26.31. Тръбна процепна антена

време тя се използува с желание и с добър успех като възбуждащ елемент в етажирани Яги-антени (вж. раздели 22.4.3. и 22.4.4.).

26.5. Антени с кръгова поляризация

Както беше изтъкнато в раздел 21.1., кръговата поляризация има предимства, когато става дума за това, еднакво да бъдат приемани вълни с вертикална, хоризонтална или наклонена поляризация. Естествено една антена с кръгова поляризация е най-подходяща за приемане на кръгово поляризирани вълни. Може да се каже, че антените с кръгова поляризация имат универсално приложение, тъй като те приемат също и всяка линейно поляризирана вълна при същото усилване.



Фиг. 26.32. Скелетна процепна антена

Следващата сравнителна таблица дава пояснение за съотношенията в свързочните линии с еднаква и с различна поляризация:

Поляризация на приемната антена	*Поляризация на предавателната антена*	*Затихване*
Линейна хоризонтална	Линейна хоризонтална	0 dB
Линейна хоризонтална	Линейна вертикална	около 20 dB
Кръгова	Кръгова	0 dB
Кръгова	Кръгова вертикална или хоризонтална	3 dB

Явяващото се между кръгова поляризация и линейна поляризация затихване от 3 dB може да се обясни нагледно, ако си представим, че енергията, излъчвана от предавателя, се разделя по половина във вертикалната и в хоризонталната равнина. Затова върху линейно поляризираната приемна антена в зависимост от нейната поляризация ще действува или само „вертикалната половина", или само „хоризонталната половина" на излъчената енергия. Половин мощност съответствува на затихване 3 dB. По тази причина линейно поляризираната антена приема около 7/10 от наличното в кръговополяризираното поле напрежение. Обратно, затихването между линейна хоризонтална поляризация и линейна вертикална поляризация е около 20 dB, т. е. индуктираното в приемната антена напрежение е около 1/10 от наличното напрежение на полето.

Експерименти, проведени от Bittan на 2-m любителски обхват, доказаха и други предимства на кръговата поляризация. Оказа се, че е възможно, като се използува кръгова поляризация, да се направят връзки с отдалечени долини и други иначе екранирани области, с които при използуване на линейна поляризация не е била възможна радиовръзка. Очевидно е, че при получаващите се в тези случаи многократни отражения кръговата поляризация е по-резултатна от линейната. Кръговата поляризация дава големи предимства и при връзки със самолетни (мобилни) станции. Вследствие на непрекъснато менящата се околна обстановка по време на пътуването са налице постоянно менящи се отразени сигнали. Почти винаги вертикално поляризираните пръчковидни антени се огъват от вятъра при движението и извършват махалообразни люления. В резултат на всички тези влия-

ния възникват непрекъснати изменения на амплитудата, фазата и посоката на поляризацията, вследствие на който приемането е съпроводено с непрекъснати замирания. Последните са особено силно изразени при вертикалните мобилни антени, тъй като болшинството препятствия имат вертикална конфигурация. При използуване на антена с кръгова поляризация болшинството от причинените от изменяне на поляризацията вибриращи затихвания изчезват. При едно измерване в гъста гора с дължина около 4 km бяха измерени затихвания на сигнала, както следва: при вертикална поляризация — с около 40 dB, при хоризонтална — с около 12 dB и при кръгова — с около 3 dB. Тези резултати отговарят на констатацията, че предимствата на кръговата поляризация се проявяват толкова повече, колкото по-лошо е местоположението на станцията от гледна точка на разпространение на УКВ.

Като антени с кръгова поляризация в любителската практика са се наложили спиралната антена и кръстосаната Яги-антена. Спиралната антена се изпълнява механически по-трудно, но пък се захранва много просто. Кръстосаното Яги, напротив, механически е просто, но създава повече трудности около захранването.

26.5.1. Спирална антена

Този интересен излъчвател е известен още под имената пружинна антена, винтова антена, тирбушонна антена и Helix-beam.

Когато антенният проводник се свие под формата на спирала, възниква кръгово въртяща се поляризация на вълната. При това е необходимо дължината на всяка навивка да бъде около 1 λ. Като се вземе пред вид скъсяващият фактор, това означава, че диаметърът на навивките трябва да бъде около 0,31 λ. Необходимо е освен това броят на навивките дъ бъде поне 3; чистотата на кръговата поляризация нараства с увеличаване броя на навивките. Една проста проводникова спирала излъчва в двете посоки по оста на намотките. Излъчването става еднопосочно, ако се постави рефлекторен диск, при което се получава съответно усилване на излъчването по посока на другия край на спиралата.

Схемата на една спирална антена и данните за оразмеряването ѝ са дадени на фиг. 26.33. Спиралните навивки са представени опростено. Диаметърът $D = 0{,}31\ \lambda$ може да се изчисли и като се изходи от честотата, като се използува изразът

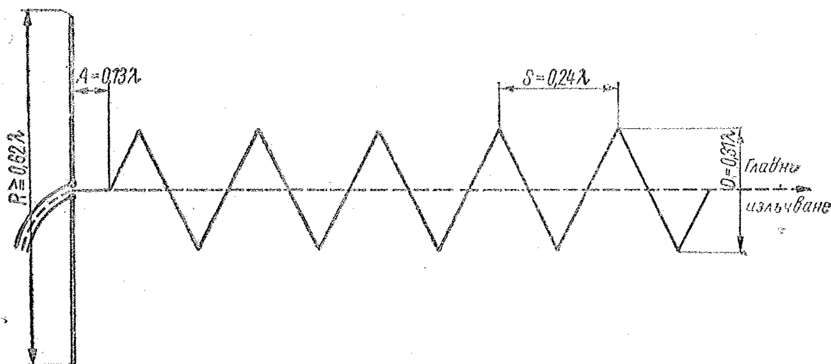
$$D = \frac{9300}{f}. \qquad (26.3)$$

Тук D е в cm, а f — в MHz.

От диаметъра на спиралата се определя обиколката L:

$$L = 3{,}14D.$$

Друг важен параметър на спиралната антена е ъгълът на наклона, който определя стъпката на спиралата (S). Допускат се ъгли на наклона от 6° до 24°, като нормално се използува



Фиг. 26.33. Схема на спирален излъчвател

ъгъл 14°, при който антената показва най-добри свойства. *При ъгъл на наклона* 14° се получава стъпка (разстояние между навивките) $S=0,24\ \lambda$. Отнесено към честотата, това дава:

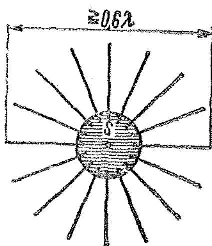
$$S=\frac{7200}{f}, \qquad (26.5)$$

където S е в cm, а f — в MHz.

Диаметърът на рефлектора не трябва да бъде особено голям, но не и по-малък от $0,5\ \lambda$, тъй като в този случай входното съпротивление на системата не се влияе от него. По-голямата площ на рефлектора обаче осигурява особено силно подтискане на излъчването в посока „назад". Като удобна средна величина за диаметъра на рефлектора може да се приеме удвоената стойност на диаметъра на спиралата ($2D=0,62\ \lambda$). Обикновено рефлекторът има формата на кръг, но може да се използуват също и метални повърхности с квадратна форма. Докато в СВЧ-обхвата се използуват почти изключително плътни метални дискове, в метровия обхват с цел да се поевтинят и олекотят антените често се използуват рефлектори от типовете, показани на фиг. 26.34 и фиг. 26.37.

Разстоянието A (между рефлектора и началото на спиралата) се избира $0,13\ \lambda$ (около $S/2$). В случая се използува изразът

$$A=\frac{3900}{f}, \qquad (26.6)$$



S = кръг от тенеке с произволен диаметър, с централен отвор за прекарване на захр. кабел

Фиг. 26.34. Опростен рефлектор на спирална антена

където A е в cm, а f — в MHz.

Диаметърът на проводника, от който е направена спиралата (d), трябва да бъде $0,02\ \lambda$. При обиколка на навивката $L=1\ \lambda$ входното съпротивление Z е 136 Ω. Ако $L<1\ \lambda$, импедансът $Z=136\ \Omega$, при това Z става силно честотно зависим. Обратно, Z остава постоянен в широк честотен обхват, когато $L\geq\lambda$. При обиколка между 0,75 и $1,35\ \lambda$ входното съпротивление Z може да се изчисли по приблизителната формула

$$Z=136L, \qquad (26.7)$$

където Z е в Ω, а L — в дължини на вълната.

Точката на захранването е несиметрична, затова последното се извършва посредством коаксиален кабел.

Таблица 26.5. Усилване и ъгъл на разтвора на една спирална антена според фиг. 26.33 в зависимост от броя на навивките n

Брой на навивките, n	Усилване, dB	Ъгъл на разтвора
3	7,9	61°
4	9 1	53°
5	10,2	47°
6	11,0	43°
7	11,7	40°
8	12,3	37°
9	12,8	35°
10	13,2	33°
11	13,6	31,5°
12	14,0	30°

От малката честотна зависимост на входното съпротивление следва, че спиралната антена има добра широколентовост. При разстояние между навивките $S=0{,}24$, което отговаря на ъгъл на наклона 14°, коефициентът на стоящи вълни остава по-малък от 1,35 в обхват с честотно отношение 1:1,6.

Усилването и характеристиките на насоченост на една спирална антена се определят от броя на навивките (n), обиколката на навивките (L) и стъпката (S). Усилването расте почти пропорционално на броя на навивките. Kraus дава приблизителни формули за изчисляване на усилването G, които важат при ъгъл на наклона между 12° и 15° и брой на навивките $n \geqq 3$. Отнесено към един изотропен излъчвател с кръгова поляризация, усилването на спиралната антена е

$$G=15 \, . \, L^2 \, . \, n \, . \, S, \qquad (26.8)$$

където L и S са в λ, а G — в числово отношение (пъти).

Усилването в логаритмично отношение (dB) се получава от

$$G=10 \ \lg L^2 . n \, . \, S \, . \, 15, \qquad (26.9)$$

където L и S са в λ, а G — в dB.

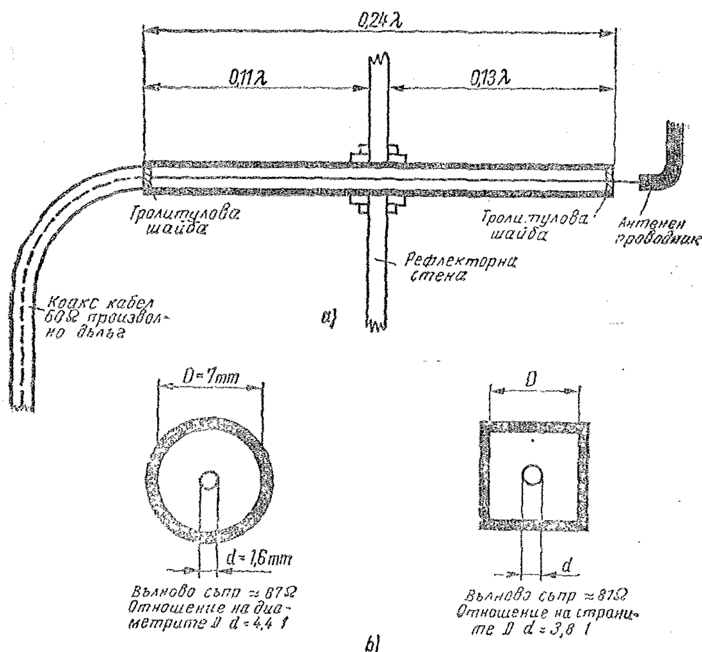
Също от Kraus беше дадена една формула за изчисляване на ъгъла на разтвора на диаграмата (на ниво половин мощност):

$$\alpha=\frac{52}{L\sqrt{n.S}}, \qquad (26.10)$$

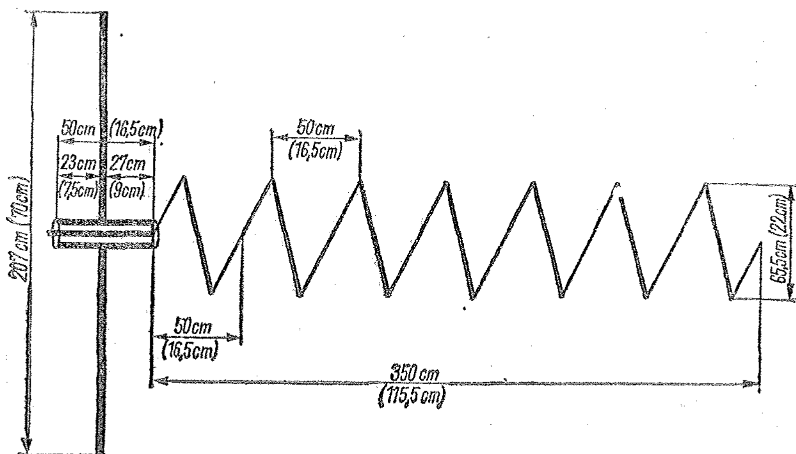
където α е ъгълът на разтвора в градуси.

Тази зависимост също е валидна само при ъгъл на наклона от 12° до 15° и когато броят на навивките $n \geq 3$.

В табл. 26.5 са дадени очакваното усилване и съответният на него ъгъл на разтвора във функция от броя на навивките на спиралната антена. Изчислението е направено с помощта на (26.9) и (26.10), като се предполага, че $S=0{,}24 \, \lambda$ (ъгъл на наклона 14°) и $D=$



Фиг. 26.35. Концентричен четвъртвълнов съгласуващ трансформатор за спирална антена: *a* — надлъжен разрез, *b* — напречен разрез



Фиг. 26.36. Спирална антена за 2-m обхват; подробности за рефлектора и съгласуващия трансформатор вж. на фиг. 26.34 и фиг. 26.35

=0,31 λ (обиколка на навивката 1 λ). Резултатът от (26.9) се отнася към един изотропен (сферичен) излъчвател. За по-лесно сравнение данните за усилването, дадени в табл. 26.5, са отнесени, както обикновено, към един настроен полувълнов дипол.

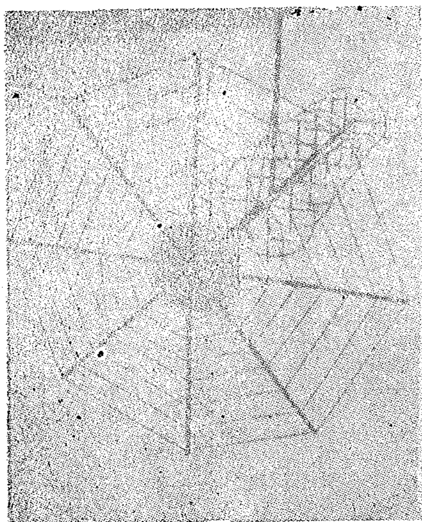
При не много дълъг фидер излъчвателят може да се захрани директно със 75-омов коаксиален кабел. КСВ в този случай ще бъде ≤ 2. По-добре е обаче да се извърши точно съгласуване с помощта на четвъртвълнов коаксиален трансформатор. Едно съгласуващо Q-звено според фиг. 6.8 може да бъде изпълнено също така добре и с коаксиална линия. Необходимо е само търсеното вълново съпротивление Z на тази концентрична линия да се изчисли по (5.31). Ако се приеме, че входното съпротивление на Helix-бима е 125 Ω и трябва да се съгласува с един 60-омов кабел (Z_E), за вълновото съпротивление на четвъртвълновия трансформатор Z се получава

$$Z=\sqrt{Z_A . Z_E}=\sqrt{125.60}=\sqrt{7500}=$$
$$=86,6\Omega.$$

Съгласно фиг. 5.5 желаното съпротивление 86,6 Ω при концентрична линия с въздушна изолация ще се получи, когато съотношението между външния диаметър на вътрешния проводник и вътрешния диаметър на външния проводник е равно на 1 : 4,4. За простота на изпълнението може за вътрешен проводник на импедансния трансформатор да се използува жилото на захранващия коаксиален кабел (тип *60-7-2*), което има диаметър 1,6 mm. В такъв случай за вътрешния диаметър на Q-звеното тогава се получава 1,6 . 4,4≈7 mm.

На фиг. 26.35 е дадено едно примерно изпълнение на концентричния съгласуващ трансформатор. Общата дължина на тази линия, като е взет пред вид коефициентът на скъсяване, е 0,24 λ. Ако сравнително малкият вътрешен диаметър на външната тръба създава механически трудности, могат да се използуват тръби с други размери; важно за получаването на вълново съпротивление 87 Ω е само отношението на споменатите диаметри да бъде 4,4 : 1. При саморъчно изготвяне на такава концентрична линия често е по-удобно външният проводник да е с квадратно сечение. В такъв случай за получаване на вълново съпротивление 87 Ω ще е необходимо отношение $D : d=3,8 : 1$.

Фиг. 26.36 показва схемата на една спирална антена, към чиято точка на захранване е свързан един четвъртвълнов трансформатор, с помощта на който антената може да се съгласува с коаксиален кабел. При дадените размери резонансната честота е в 2-мет-



Фиг. 26.37. Спирална антена на *DL6MH*

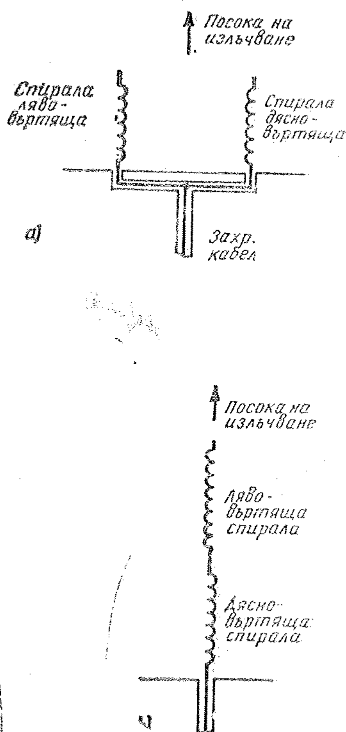
ровия обхват, а в скоби са дадени размерите за работа на 70 cm. При това изпълнение се използува диаметър на рефлектора 1 λ. Разбира се, диаметърът на рефлектора може да се намали до 0,63λ, без да е нужно да се менят другите размери. Според табл. 26.5 с тази антена може да се постигне усилване 11,7 dB при ъгъл на разтвора 40°.

За изготвяне на спиралата е подходящ 10 mm алуминиев проводник като този, който се използува за заземяване на гръмоотводите. Навивките могат да се фиксират върху подходяща дървена рама. Метални мачти могат да се поставят само зад рефлекторната стена. При такъв монтаж връзката между антената и върха на мачтата е много претоварена, затова е по-добре да се използува дървена мачта, поставена в центъра на тежестта на антената.

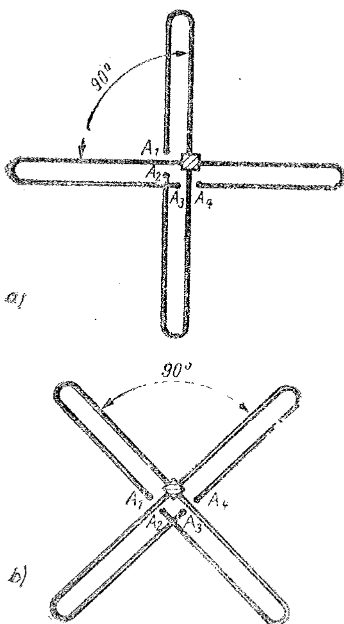
Една спирална антена, построена и изпробвана от *DL6MH*, е показана на фиг. 26.37. В тази антена се използува паяжинообразен мрежов рефлектор от проводници. Конструкторът ѝ подчертава нейната изключително добре изразена насоченост.

Както вече се спомена в началото на раздел 26.5., при приемане на кръгово поляризирана вълна с линейно поляризирана антена и обратно се наблюдава затихване 3 dB по отношение на напрежението, което би се индуктирало при еднаква поляризация на двете антени. Съществуват възможности обаче със спирални антени да се излъчват и да се приемат линейно поляризирани вълни. За целта две еднакви спирални антени се свързват заедно в група съгласно фиг. 26.38*а*, като задължително посоките на техните навивки са противоположни (едната — лявовъртяща, другата — дясновъртяща).

При еднаква посока на въртене поляризацията остава кръгова. Ако двете противоположно навити спирали се монтират една до друга в хоризонталната равнина, поляризацията е хоризонтална. Вертикална поляризация се получава при етажиране на спиралните антени по вертикала. Линейна поляризация може да се получи и ако две про-



Фиг. 26.38. Линейна поляризация чрез две спирални антени с противоположно навити спирали: *а* — чрез паралелно свързване на спиралите, *b* — чрез последователно свързване на спиралите



Фиг. 26.39. Кръстообразна конфигурация на кръгово поляризирани Яги-системи (захранвани елементи): *a* — „изправен кръст“ от едно хоризонтално платно и едно вертикално платно, *b* — „наклонен кръст“ — двете взаимно перпендикулярни платна са под ъгъл 45° спрямо вертикалната равнина

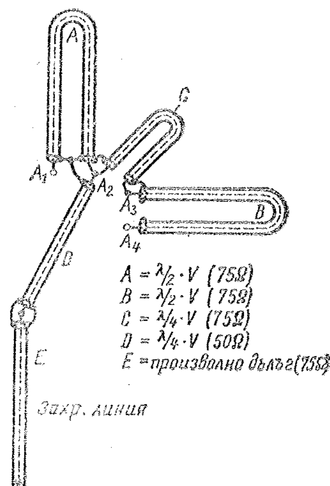
тивоположно навити спирали се включват последователно една зад друга, както е показано на фиг. 26.38*b*. Вследствие на възникващите при такова разположение трудности от механически и електрически характер структури от този род не са намерили практическо приложение.

Изпълнението, дадено на фиг. 26.38*a*, би трябвало да бъде от интерес за 70 cm обхват. При паралелно включване на две спирални антени се получава удобно входно съпротивление от порядъка на 65 до 70 Ω, затова такава група може да се захранва директно (без включване на междинен съгласуващ трансформатор) със стандартен коаксиален кабел. Ако всяка антена има 6 навивки с ъгъл на наклона 14°, се препоръчва разстояние между осите на спиралите 1,5 λ. От такава спирална двойка може да се очаква усилване 14 dB, отнесено към полувълнов дипол.

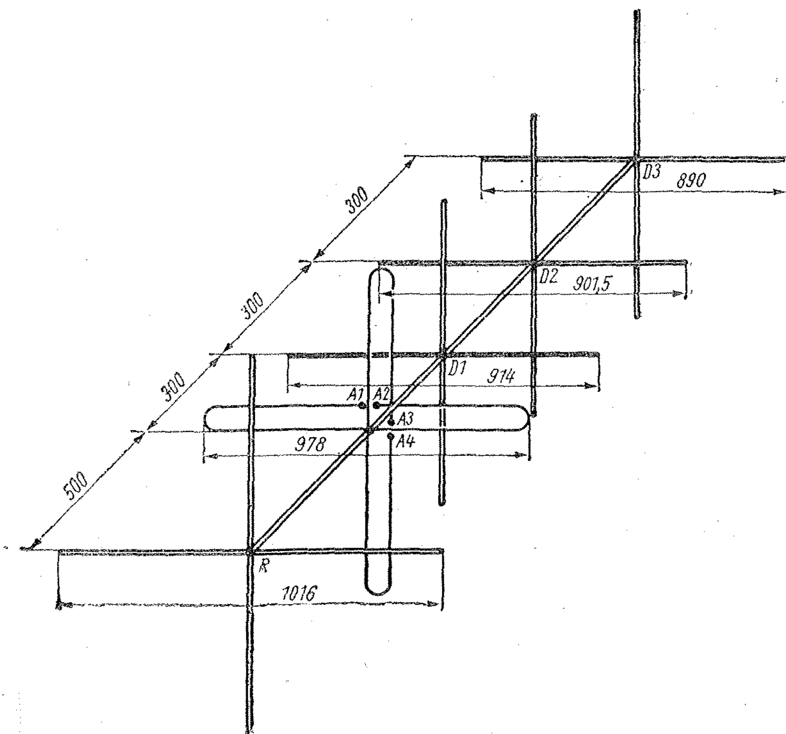
26.5.2. Яги-антени с кръгова поляризация

Кръгова поляризация с Яги-системи се получава, като две напълно еднакви в механическо и електрическо отношение Яги-антени се разположат така, че разликата в поляризациите им да бъде 90° (например едната система с хоризонтална поляризация, а другата — с вертикална) и двете системи се захранват с фазово изместване 90° една спрямо друга. При тези условия се получава въртящо се поле, което в зависимост от възбуждането е дясно въртящо (по посока на часовниковата стрелка) или ляво въртящо (обратно на часовниковата стрелка). При приемане на линейно поляризирани вълни посоката на въртене на кръговата поляризация няма значение.

Обикновено двете Яги-системи се монтират върху общ трегер с взаимно перпендикулярни елементи (фиг. 26.39). Тъй като захранваните елементи са включени паралелно, входното съпротивление е половината от стойността за една единична система. Същевременно високочестотната енергия, доставена от предавателя, се разпределя по равно между двете системи. Това означава, че кръгово поляризираното излъчване ще бъде приемано от каква



Фиг. 26.40. Захранваща система за кръгово поляризирани кръстосани Яги-системи според фиг. 26.39



Фиг. 26.41. *G3JVQ*-Twister (възбуждаща система, вж. фиг. 26.40)

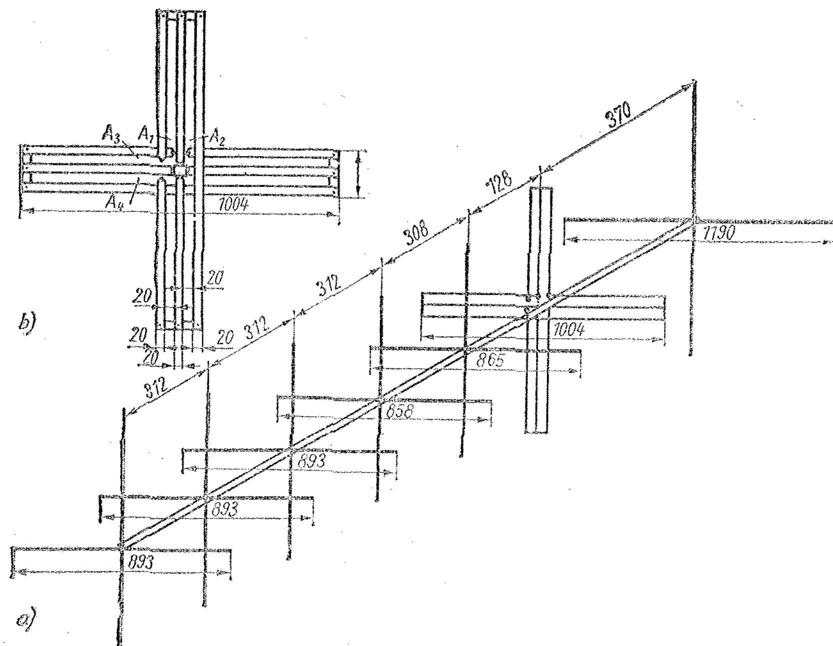
да е линейно поляризирана антена със загуби 3 dB. Фазовото изместване от 90° между двете системи, необходимо, за да се получи кръгова поляризация, се постига лесно, като едната от двете системи се възбужда с една „заобиколка“ от $^1/_4$ дължина на вълната. Взаимната връзка между двете Яги-системи чрез излъчването трябва да бъде минимална, така че те да бъдат свързани практически само по четвъртвълновата заобикаляща линия. Тази минимална връзка между платката е осигурена с това, че едната система е поляризирана хоризонтално, а другата — вертикално (фиг. 26.39*a*). Често е удачно кръстообразно монтираните елементи да се завъртят аксиално на 45°, така че в поглед отпред те да изглеждат като „полегнали кръстове“, т. е. елементите да са с наклонена поляризация (фиг. 26.39*b*). По този начин при неизменяща се електрическа ефективност се намалява вредната връзка между елементите и вертикалната метална мачта на антената.

Ако се използуват Яги-системи, чиито захранвани елементи са сгънати диполи и следователно входното съпротивление на всяка система е 240 Ω, симетрично целесъобразно е да се осигури възможност за включване към несиметрична линия с импеданс 60 Ω. Това може да стане с най-малко загуби, ако се използуват полувълнови U-колена (A и B на фиг. 26.40) според раздел 7.5. Освен това точките A_2 и A_3 трябва да се свържат с една четвъртвълнова линия от коаксиален кабел, с което се осигурява изискваното фазово изместване на 90°. Ако при това положение един произволно дълъг захранващ кабел се включва директно към точка A_2 или A_3, би се получил КСВ най-малко 2, тъй като входното съпротивление на паралелно свърза-

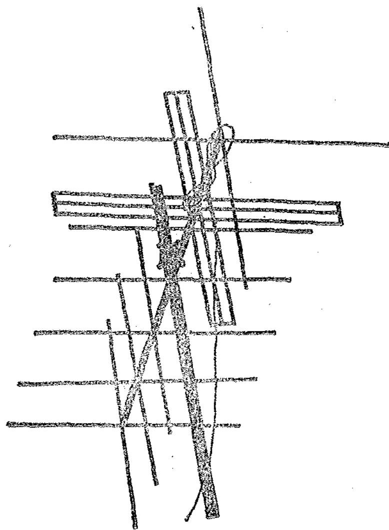
ните Яги-антени заедно с U-колената е около 30 Ω. Следователно ще е необходимо тези 30 Ω да се трансформират към вълновото съпротивление на захранващия кабел, например към 75 Ω. Съгласно (5.31) би трябвало вълновото съпротивление на този четвъртвълнов трансформатор (D) да бъде около 48 Ω (вж. раздел 6.5.). Тъй като не съществуват кабели с импеданс 48 Ω, тук трябва да се използува 50-омов кабел, при което разсъгласуването е пренебрежимо малко. С това 75-омовият захранващ кабел E е свързан съгласувано с цялата антенна система.

Едно 5-елементно кръстосано Яги, построено на този принцип и наречено от своя създател „G3JVQ-Twister", е дадено на фиг. 26.41 заедно с всички размери за 2-m любителски обхват. При една относителна дължина от 0,7 λ антенното усилване е около 7,5 dB. Всички други Яги-антени с входно съпротивление 240 Ω, използувани като кръстосани Яги-комбинации с кръгова поляризация, съгласно фиг. 26.40 могат да бъдат възбудени импедансно съгласувано, като се приложи описаният принцип. Такива антени са например 3-, 6- и 9-елементните Яги-антени, описани в раздел 22.2.

Трансформиращите отрязъци в линията на захранване обикновено се избягват, тъй като местата на свързване между кабели с различно вълново съпротивление изискват допълнителни разходи и безупречно херметизиране срещу влага. Също така не винаги могат да бъдат намерени парчета от кабел с необходимия импеданс. В такъв случай има едно просто решение, при което четвъртвълновият отрязък D отпада, и то се състои в това, че захранваният сгънат дипол се изпълнява с различна дебелина на рамената, както бе дадено на фиг. 4.2. При това положение входното съпротивление на всяка система се покачва от 240 Ω на около 540 Ω. В този случай U-колената A и B (фиг. 26.40) трансформират този импеданс на по 135 Ω, несиметричен. Вследствие на паралел-



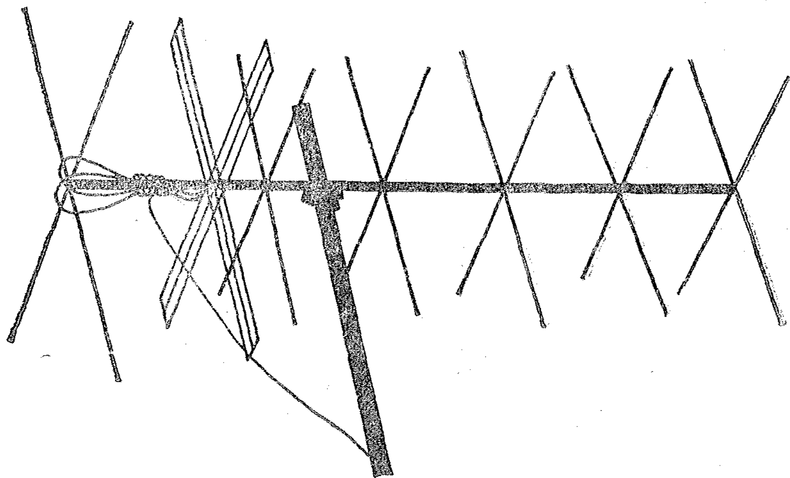
Фиг. 26.42. 7-елементни кръстосани Яги с двойносгънати вибратори: a — скица с размерите, b — детайлна скица на двойносгънатите вибратори



20 mm. При използуване на квадратна носеща тръба (22 mm × 22 mm) елементите могат да се притегнат направо към нея. Останалите данни за тази конструкция могат да се намерят на фиг. 26.43. При относителна дължина 0,85 λ тази антена дава усилване около 8,5 dB.

Описаният опростен метод на захранване може да се приложи при всички кръстосани Яги-антени, като вибраторите им се заменят с двойни шлейфвибратори, без това да изменя другите електрически показатели на Яги-системите.

Заедно с това се правят и кръстосани Яги-антени, чиито вибратори са прави полувълнови диполи, а съгласуването се възлага на гама-съгласуващи звена. С това се спестяват двете U-колена, но затова пък се увеличават разходите по конструктивното изпълнение на гама-звената с регулираща се връзка. Оптималното съгласуване е свързано с доста загуба на време, освен това



Фиг. 26.43. Практически изпълнено 7-елементно кръстосано Яги в различни положения

ното свързване на двете платна през отрязъка С входното съпротивление се намалява наполовина, т. е. то става около 68 Ω, така че един захранващ кабел с импеданс 70 Ω може да бъде включен директно. При използуване на кабел с вълново съпротивление 60 или 75 Ω разсъгласуването е много малко. Фиг. 26.42 показва едно 7-елементно кръстосано Яги, което е изпълнено с двойно сгънати диполи, в които за всички елементи е използувана дебела алуминиева лента с широчина

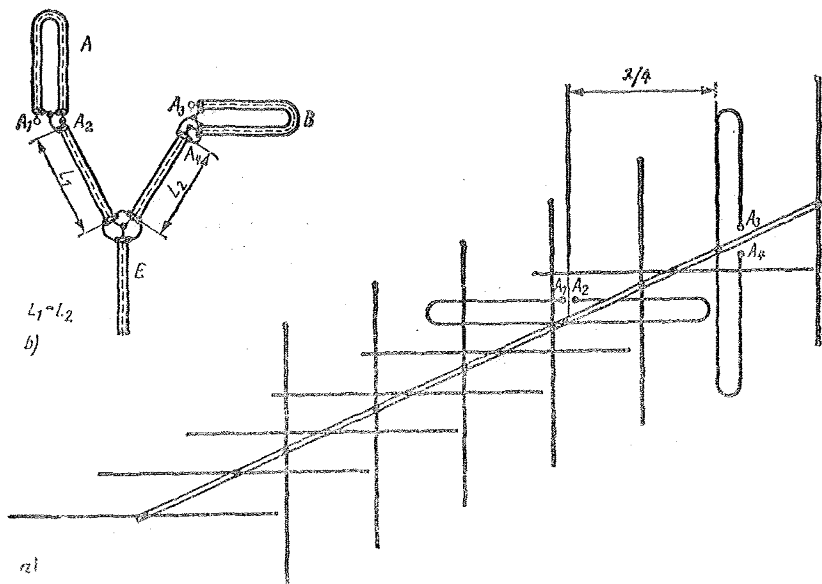
вследствие на несиметричното възбуждане токовете в двете половини на елемента не са еднакви.

Съществуват и други възможности за получаване на кръгова поляризация с Яги-антени. Едно просто компромисно решение например се заключава в това двете еднакви Яги-антени да се монтират кръстосано върху общ

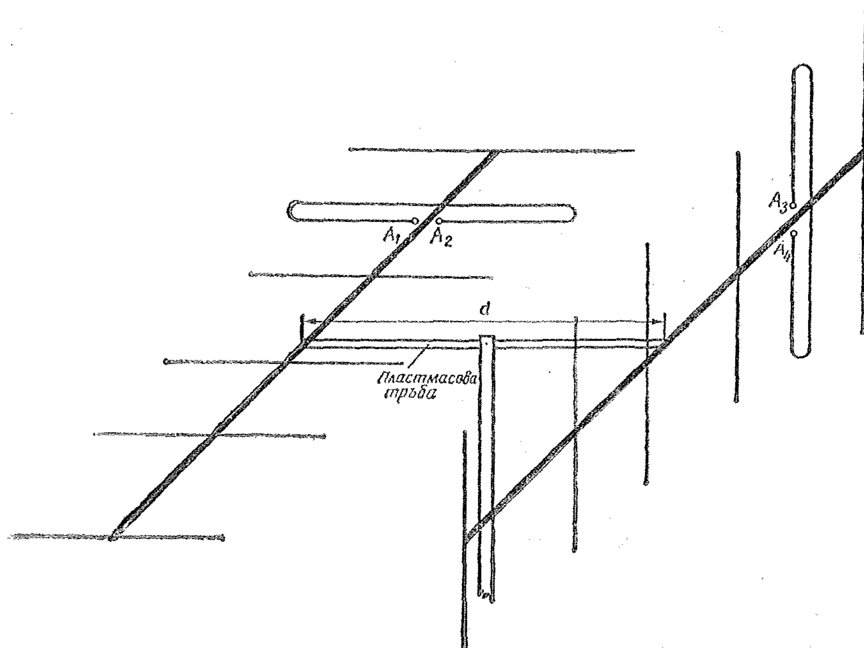
трегер, като хоризонталното платно е разместено по дължината на трегера спрямо вертикалното платно на разстояние 1/4 λ (фиг. 26.44). Тъй като пространственото разнасяне с 1/4 λ между хоризонталните и вертикалните елементи предизвиква закъснение във времето, съответствуващо на 1/4 период, т. е. на 90° фазов ъгъл, се получава кръгова поляризация, без да се въвежда специален четвъртвълнов отрязък за дефазиране. Двата захранвани дипола са включени паралелно към еднакво дълги за двете системи кабелни парчета, така че се възбуждат синфазно; фазовото изместване е резултат единствено на пространственото разместване на излъчваните полета.

Друг начин за получаване на кръгова поляризация е чрез странично разнасяне на две системи. В този случай са нужни два трегера за елементите и една хоризонтална носеща тръба, която трябва да бъде по възможност от пластмаса (фиг. 26.45). Тъй като елементите лежат в една и съща равнина на излъчването, с това пространствено разнасяне не се получава дефазиране. Затова и тук трябва посредством четвъртвълнова обходна линия между двете системи да се създадат условия за кръгова поляризация. На това изискване отговаря възбудителната система от фиг. 26.46. Това е по принцип същата система, както тази на фиг. 26.40, но тъй като точките на захранването A_1—A_2 и A_3—A_4 не са в непосредствена близост, а са разнесени на разстояние d една от друга, свързващата линия трябва да има дължина $\geqq d = L_1 + L_2$. Освен това едната Яги-система трябва да бъде възбуждана през обходна линия с дължина λ/4 (фазова разлика 90°) по отношение на другата система. Това се получава автоматично, като линията L_1 е по-дълга от L_2 с електрическа 1/4 λ. С оглед на това се избира точката на включване (X) на основния кабел E. Ако е нужно импедансно съгласуване, между точката X и захранващия кабел E се включва един четвъртвълнов трансформатор (D от фиг. 26.40).

Такава конструкция е удобна за приемане на сигнали от спътници (напр. *OSCAR*), тъй като чрез въртене на хоризонталната раздалечаваща тръ-



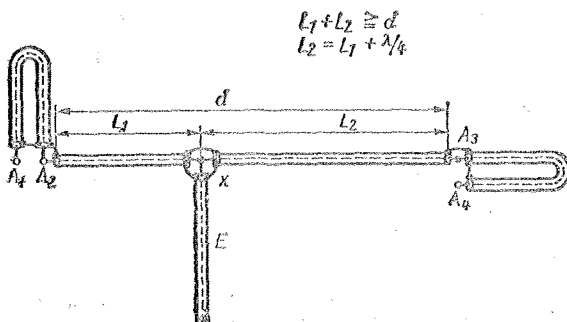
Фиг. 26.44. Кръстосано Яги с разнесени надлъжно системи: *a* — конструктивна схема *b* — възбудителна система за получаване на кръгова поляризация



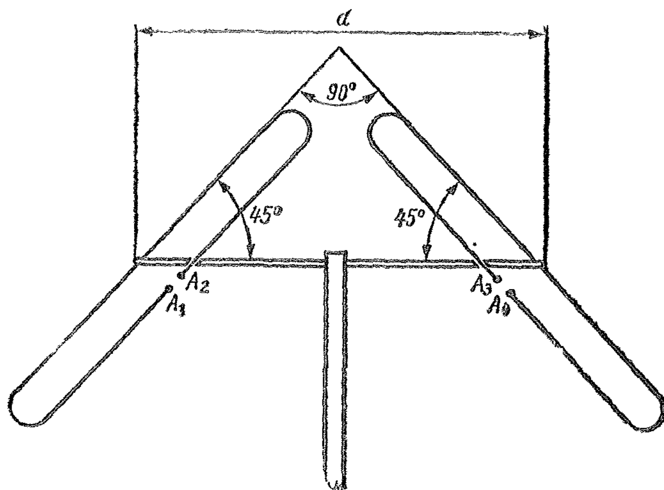
Фиг. 26.45. Кръгово поляризирана Яги-система със странично разнесени платна (възбуждане съгласно фиг. 26.46)

ба може да се изменя посоката на групата във вертикалната равнина. Страничното разнасяне d би трябвало да бъде колкото може по-малко. За да се избегне закачането на елементите в антенната мачта при накланяне по вертикала, това разстояние се избира малко по-голямо от $\lambda/2$. По-голяма независимост от антенната мачта се постига чрез монтиране на Яги-системата под 45° наклон (фиг. 26.47). Като възбудителна система и тук се използува свързването, дадено на фиг. 26.46.

Всички Яги-комбинации с кръгова поляризация могат да се изпълнят така, че да се превключват на линейна и на кръгова поляризация от помеще-



Фиг. 26.46. Възбуждаща система за кръстосаното Яги с кръгова поляризация от фиг. 26.45



Фиг. 26.47. Вариант за разполагане на елементите за кръгова поляризация при една Яги-система (показани са само захранваните елементи)

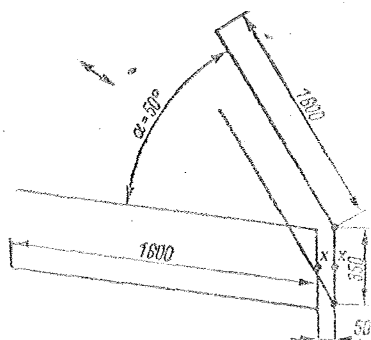
нието на станцията. За целта трябва от всяка система да се изведе самостоятелен захранващ кабел до един превключвател. Двата кабела трябва да имат точно еднакви дължини. Така всяка система може да бъде използувана сама като линейно поляризирана антена със съответна поляризация (хоризонтална или вертикална, респ. наклонена под 45°). Ако единият от двата кабела се удължи с електрическа 1/4 λ и се включат паралелно, се получава кръгова поляризация. Фактическата дължина на двете захранващи линии няма особено значение. Трябва да се внимава само при кръгова поляризация разликата в дължините на двете линии да бъде точно λ/4.

Тъй като кръстосаните Яги-антени с кръгова поляризация при същото усилване изискват два пъти по-големи разходи, отколкото за обикновените Яги-антени с линейна поляризация, би трябвало тяхното въвеждане в експлоатация добре да се обмисли. Въртящи се и накланящи се кръстосани Яги-системи са подходящи за работа през спътници, за Aurora- и MS-връзки, както и за поддържане на трафик с мобилни станции на 2 m, също и когато насрещните станции работят с линейна поляризация. Ако ще се правят обаче предимно връзки през ЧМ релейни станции, не си струва въвеждането на кръстосани Яги-системи, тъй като в този случай с проста вертикално поляризирана Яги-антена при два пъти по-малко разходи ще получим с 3 dB по-добър резултат. Който иска да има една универсална антена и не се бои от големи разходи, може да използува една кръстосана Яги-антена с отделни захранващи линии за всяка система, за да има възможност по избор да работи с хоризонтална, вертикална и кръгова поляризация.

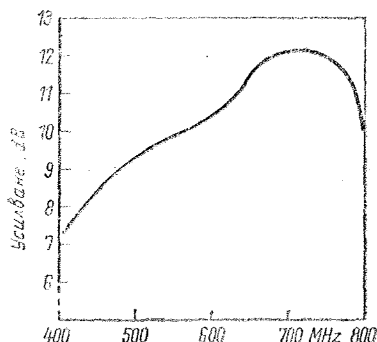
27. Късовълнови антенни форми за УКВ- и СВЧ-обхватите

Би могло да се предположи, че антени от типа „дълга жица“ и други антенни форми, които се използуват с успех в областта на КВ, са неподходящи за приемане и предаване в областта на УКВ, защото те много рядко се прилагат в този честотен сектор. Съгласно закона на „моделите“ обаче характеристиките на една антена не се изменят независимо от това, за каква честота те са изчислени. Затова без съмнение всяка типична късовълнова форма на изпълнение може да се приложи със същия успех и в областта на УКВ.

V-образните и ромбичните антени могат да бъдат много подходящи за определени случаи на приложение. Те имат предимството, че са широколентови, но и недостатъка, че въртенето им би било свързано с механически трудности. Затова те се прилагат за осъществяване на далечни УКВ връзки в един тясно ограничен сектор от направления. В някои случаи на приемане те могат да дадат добри резултати като широколентови телевизионни антени. От въртящите се късовълнови форми за УКВ-обхвата имат определено значение антените Cubical Quad (двоен квадрат) и кръгов бим.



Фиг. 27.1. Етажирана V-антена за СВЧ-обхвата 400 до 800 MHz



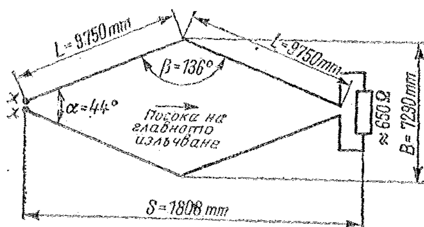
Фиг. 27.2. Усилване на етажираната V-антена от фиг. 27.1 във функция от честотата (усилването е в dB по отношение на полувълнов дипол)

27.1. Етажирани V-антени за СВЧ-обхвата

На фиг. 27.1 е показана схемата на една V-образна антена, която е изчислена за СВЧ-обхвата от 400 до 800 MHz. Антената е подходяща за приемане на 70-cm радиолюбителски обхват и на целия IV/V телевизионен обхват.

За изработване на тази антена са необходими две 10-mm алуминиеви пръчки, всяка дълга по 355 cm. Те се огъват така, че да се получат две U-образни антенни части, чиито рамена са дълги по 160 cm. Двете части се монтират с ъгъл на разперване α=50°, така както е показано на фиг. 27.1. При това двете вертикални части, дълги 35 cm, трябва да бъдат на средно разстояние 5 cm една от друга. В геометричната среда на този отрязък от успоредни проводници се намират захранващите точки XX. Тук може да бъде включена симетрична захранваща линия със съпротивление 240 до 300 Ω. За поддържане на антената трябва да се конструира подходяща дървена рама.

На фиг. 27.2 е показан честотният ход



Фиг. 27.3. Ромбична антена за УКВ-обхвата 130 до 260 MHz

на усилването в dB (отнесено спрямо настроен полувълнов дипол). От тази крива се вижда, че в 70-cm радиолюбителски обхват може да се очаква средно усилване от 8 dB; дължините на рамената на този обхват са около 2,3 λ. На канал 21 (обхват IV) усилването е вече 8,7 dB и се увеличава максимално до 12,2 dB на канал 50 (обхват V). При този максимум на усилването дължината на рамената е около 3,8 λ. Към края на обхвата (канал 60) усилването отново пада на 10,5 dB.

Избраният ъгъл на разперване α=50° е оптимален за дължина на рамото 3,8 λ (вж. фиг. 11.13), при това в областта около 700 MHz се получава най-голямо усилване.

Отстоянието на етажите в 70-cm радиолюбителски обхват има минимална стойност λ/2 (35 cm); отнесено за високочестотния край на обхвата, то е около 0,85 λ. Тъй като тази V-антена е едно компромисно решение за широколентово приложение, трябва в дадения работен обхват да се очакват зависещи от честотата колебания на входния импеданс и наличието на странични листове в диаграмата на насоченост.

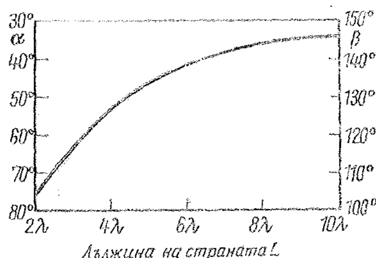
27.2. Ромбични антени за УКВ- и СВЧ-обхвата

За приемане в УКВ-обхвата постоянно инсталираните затворени ромбични антени представляват едно много изгодно решение, защото те се правят от обикновена медна жица. Необходимото товарно съпротивление, което за предаване е скъпо и трудно осъществимо, при приемане се състои от едно просто обемно съпротивление. По отношение на честотната лента няма нужда от компромиси, тъй като естествената широчина на лентата на една затворена ромбична антена е достатъчно голяма.

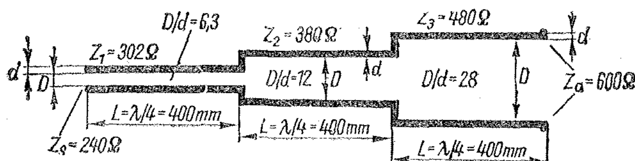
Затворената ромбична антена в СВЧ-обхвата има широка лента, която се разпростира около 40% по-високо от изчислените високи честоти и около 30% по-ниско от изчислените ниски честоти. Това означава, че една изчислена за 140 MHz ромбична антена може да се използва в обхвата от 88 до 196 MHz.

На фиг. 27.3 е показана схема на една УКВ-ромбична антена, която е оптимизирана за честота 185 MHz. Тя има честотна лента от около 130 до 260 MHz, поради това може да се използва за приемане в 2-m радиолюбителски обхват и в целия III телевизионен обхват. За дължини на страните 6 λ е оптимален ъгъл на разтвора α=44°. Зависимостта на най-подходящия ъгъл на разтвора α, съответно β, от дължината на страната L, дадена в λ, може да се види от фиг. 27.4. При дадените на фиг. 27.3 размери усилването на 185 MHz е около 12 dB, отнесено към полувълнов дипол. Тъй като ромбичната антена е снабдена с товарно съпротивление, приемането става в една посока (вж. раздел 12.4.). Като товарно съпротивление се използва обикновено ненарязано въглеродослойно съпротивление със стойност около 650 Ω (не е критично) и каквато и да е номинална мощност.

За съжаление входният импеданс XX на такава ромбична антена в зависимост от честотата и товарното съпротивление е между 450 и 600 Ω. Затова тя може да се захранва със собственоръчно направена двупроводна захран-



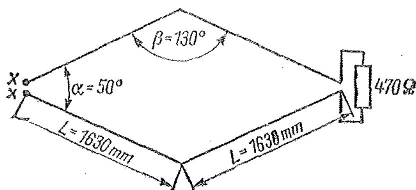
Фиг. 27.4. Оптимален ъгъл на разтваряне α (респ. β) на една ромбична антена в зависимост от дължината на страната L в λ



Фиг. 27.5 Широколентов съгласуващ Колинс-трансформатор

ваща линия със съответно съпротивление. При директно включване на един стандартен лентов кабел (240 до 300 Ω) съгласуването е лошо. Най-подходящият начин за съгласуване към една симетрична 240 Ω линия се състои в междинното включване на широколентов съгласуващ Collins-трансформатор. В случая се касае до едно стъпаловидно трансформиране с няколко четвъртвълнови трансформатори, които имат предимството, че са широколентови. Ако се приеме, че входният импеданс на ромбичната антена е 600 Ω и ако е желателно трансформирането му на 240 Ω, може да се използува широколентовият трансформатор, показан на фиг. 27.5.

Трансформирането става в четири степени в последователност 600 Ω—480 Ω, 480 Ω — 380 Ω, 380 Ω — 302 Ω и 302 Ω — 240 Ω. По този начин Collins-трансформаторът осигурява широчина на лентата от 4 : 1. Единичните секции Z_1, Z_2 и Z_3 с различни вълнови съпротивления са с по λ/4 дължина, отнесено спрямо средната работна честота (честота на оразмеряването) на антената. В този случай тя е 185 MHz= =1,62 m, с това 1/4-вълновите секции имат механична дължина по 400 mm. Необходимите за различните вълнови съпротивления съотношения между разстоянията и диаметрите D/d са нанесени на фиг. 27.5, а биха могли да се вземат и от фиг. 5.4. На края Z_S на този трансформатор може да бъде включена 240 Ω линия.



Фиг. 27.6. Ромбична антена за СВЧ-обхвата 400 до 800 MHz

Такива широколентови трансформатори могат да се построят за всяко желано съотношение на импедансите и за всякакви честоти, доколкото такива вълнови съпротивления са механически изпълними. Колкото повече единични секции се прилагат, толкова по-добри широколентови характеристики има трансформаторът. Степента на трансформация r в зависимост от броя на стъпалата n може да се изчисли от равенството

$$r=n\sqrt{\frac{Z_A}{Z_S}}, \qquad (27.1)$$

където n е броят на трансформаторните стъпала;
Z_A — импедансът в точките на захранване на антената;
Z_S — желаният затварящ импеданс в края на линията.

За дадения на фиг. 27.5 пример то е следното:

$$r=4\cdot\sqrt{\frac{600}{240}}=4\sqrt{2,5}=1,26.$$

Вълновите съпротивления на отделните λ/4-секции се изчисляват, както следва:

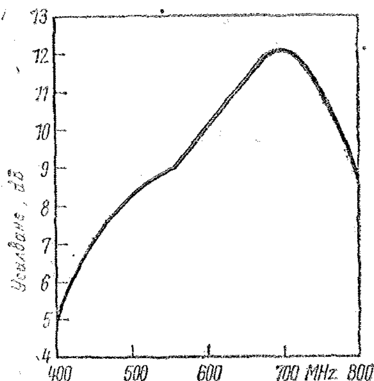
$$Z_1=Z_S.r=240.1,26=302\Omega;$$

$$Z_2=Z_1.r=302.1,26=380\Omega;$$

$$Z_3=Z_2.r=380.1,26=480\Omega.$$

Със $Z_3 . r=480 . 1,26=604$ Ω в края на тази линия се постига антенен импеданс около 600 Ω.

Една проста ромбична антена за УКВ-обхвата е показана на фиг. 27.6. Тя има ъгъл на разтвора α=50° и завършва със съпротивление 470 Ω. Това относително малко за ромбична антена крайно съпротивление се избира, за да се получи възможно нисък входен импеданс (около 400 Ω). При това антената може да се захрани със симет-



Фиг. 27.7. Усилване на СВЧ-ромбичната антена от фиг. 27.6 в зависимост от честотата (усилването в dB, отнесено към λ/2-дипол)

рична 300-Ω линия, при което съотношението на стоящите вълни в целия обхват е <2 : 1. Изменението на усилването в зависимост от честотата на приемане е представено на фиг. 27.7.

Тази ромбична антена може да се етажира вертикално по подобен на описания във фиг. 27.1 за V-антените начин. При това разстоянието между етажите е също така 350 mm. Товарните съпротивления са увеличени на 600 Ω и в централната захранваща точка има краен импеданс от 240 до 300 Ω.

Всички затворени ромбични антени могат да се използуват като предавателни антени, когато товарното съпротивление е в състояние да разсейва поне половината ВЧ-мощност на предавателя.

27.3. Антена «двоен квадрат» за УКВ-обхвата

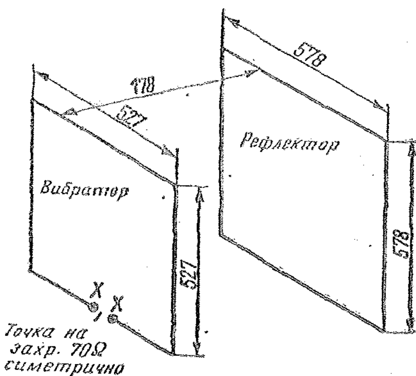
Главните предимства на антената „двоен квадрат" са компактната конструкция, малкото пространство, което заема, възможността да се използуват обикновени проводници за изпълнение на елементите вместо скъпите тръби и не на последно място фактът, че един обикновен „двоен квадрат" вече представлява етажирана антенна система със съответните добри свойства, произтичащи от свиването на диаграмата във вертикалната равнина. Вследствие на това тя в случай на приемане е много по-нечувствителна към смущенията, създавани от запалителните системи на автомобилите, отколкото една Яги-антена.

27.3.1. Обикновен «двоен квадрат»

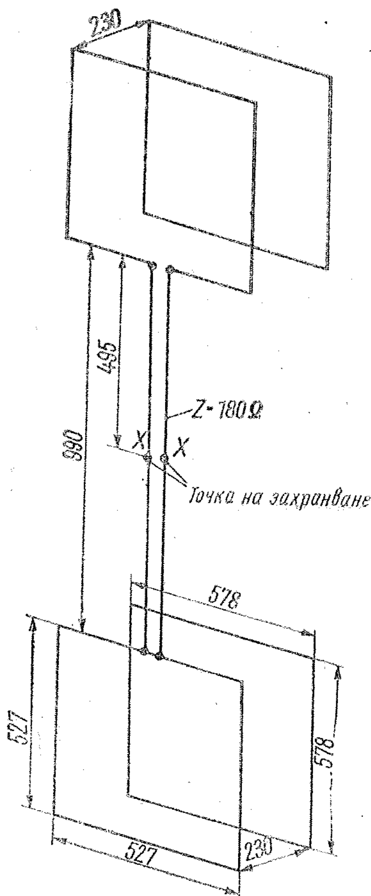
За портативни и мобилни цели е подходящ един обикновен „двоен квадрат", описан на фиг. 27.8. Най-новите изследвания показват единодушно, че противно на общоважащата теория — излъчвателят е в резонанс, когато общата дължина (обиколката) на захранвания антенен елемент е с около 1,5% по-голяма от 1 λ. Познаването на този факт дава възможност вече да се конструират двойни квадрати, които са в резонанс без допълнително съгласуване.

Захранващите елементи по представения на фиг. 27.8 2-m „двоен квадрат" имат обща обиколка 2108 mm, което отговаря на дължина на страните по 527 mm. При тези размери резонансът е на 144,5 MHz. Рефлекторът има обиколка 2312 mm, което отговаря на дължина на страните по 578 mm. Вибраторът и рефлекторът са на разстояние 178 mm, т. е. разнасянето е около 0,08 λ. От това се получава захранващ импеданс приблизително 70 Ω.

Усилването на тази антена е 5 dB при съотношение напред-назад около 13 dB. Най-ниският коефициент на стоящи вълни е 1,035 (на резонансната



Фиг. 27.8. Двоен квадрат за 2-m обхват



Фиг. 27.9. Етажирани двойни квадрати за 2-m обхват

честота 144,5 MHz). В горния край на обхвата (146 MHz) той става максимум 1,23.

Захранването се извършва с произволно дълъг 70-Ω коаксиален кабел (например от типа *70-10-1*), доколкото той се симетрира в точката на захранване. За тази цел е много подходящ симетриращият член Pawsey, описан в раздел 7.2. Възможно е също така захранване с 60 Ω кабел, тъй като може да се допусне едно незначително увеличение на коефициента на стоящите вълни.

Преизчисляването на антената за всяка друга резонансна честота в УКВ-обхвата може да се направи по следните формули:

Захранващ елемент

$$\text{Обиколка} = \frac{304\,635}{f}, \qquad (27.2)$$

$$\text{Дължина на страната} = \frac{76150}{f}; \qquad (27.3)$$

Рефлекторен елемент

$$\text{Обиколка} = \frac{334\,000}{f}, \qquad (27.4)$$

$$\text{Дължина на страната} = \frac{83\,500}{f}. \qquad (27.5)$$

Разстояние между вибратора и рефлектора за входно съпротивление 70 Ω

$$= \frac{25720}{f}. \qquad (27.6)$$

Дължините са дадени в mm, f е в MHz.

Входното съпротивление и усилването на антената се повишават, когато разстоянието между вибратора и рефлектора се увеличава. Максимумът е при разстояние 0,2 λ. По-конкретни описания на антена „двоен квадрат“ са дадени в раздел 15.1.

27.3.2. Етажиран «двоен квадрат»

Описаният преди това обикновен „двоен квадрат“ може да послужи като основен елемент за направа на етажирани и групови комбинации от квадрати. При вертикално етажирани изпълнения разстоянието от платно до платно трябва да бъде не по-малко от λ/2. Още по-подходящо е разстоянието между етажите 5/8 λ. Синфазното захранване на етажираните и групираните антенни системи е вече разгледано в раздел 23.1. Затова на фиг. 27.9 е дадена само една от многото възможности за захранване. В този случай се предвижда в точката на захранване XX системата да се възбужда с обикновен дълъг УКВ-лентов кабел 240 Ω. Когато е необходимо, в точката на захранване XX може да се включи също по-

...U-коляно, както е описано в раздел 7.5. В този случай системата може да се захранва с обикновен 60-Ω коаксиален кабел. За разлика от посоченото на фиг. 27.8 разстоянието между вибратора и рефлектора в двете системи от квадрати се изчислява по следната формула:

$$\text{разстояние}_{0,11}\lambda = \frac{33000}{f}; \qquad (27.7)$$

Разстоянието е в mm, а f е в MHz.

Двете системи се свързват с дълга 990 mm двупроводна линия с вълново съпротивление 180 Ω. Последното може да се осигури при съотношение на разстоянието между проводниците D и диаметъра на същите d 2,5 : 1 (вж. фиг. 5.4). В геометричната среда на тази двупроводна линия се намира точката на захранване XX, която има импеданс 240 Ω, симетричен.

Усилването на антената е 7,5 dB, отнесено към полувълнов дипол. Възниква и допълнително усилване от 2,5 dB вследствие свиване на вертикалната диаграма, докато хоризонталната диаграма остава същата, както при обикновения квадрат.

Антената е изчислена за резонансна честота 144,5 MHz; коефициентът на стоящите вълни по целия 2-m обхват е под 1,2.

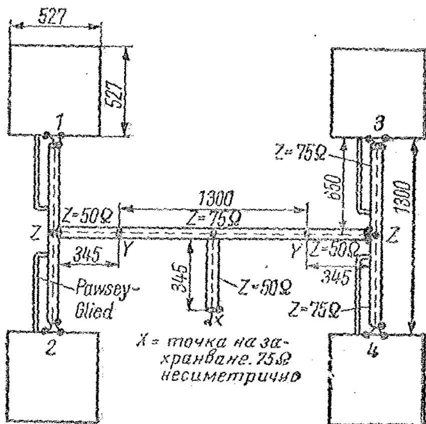
27.3.3. Група от «квадрати» за 2-m обхват

Групата от „квадрати", представена на фиг. 27.10, е антена с много добри качества и с усилване от около 11 dB. В този случай четири обикновени антени „двоен квадрат" образуват групова антена. За по-голяма прегледност на фиг. 27.10 не са показани рефлекторите. Разстоянията и размерите на рефлекторите са същите, както на фиг. 27.9. От техническа гледна точка е интересно това, че възбуждането се осъществява изключително чрез коаксиален кабел. Тъй като кабелните отрязъци са със съпротивление 75, съответно 50 Ω, би трябвало да се използват подходящи коаксиални съединителни муфи или Т-образни разклонители. Такива коаксиални съединители за съжаление са трудно достъпни. С малко повече усърдие обаче опитният любител е в състояние да запои качествено и сигурно кабелните отрязъци с различни вълнови съпротивления без употребата на дефицитни свързващи елементи. Особено важно е при това да се осъществи херметизиране срещу климатични влияния на мястото на свързването.

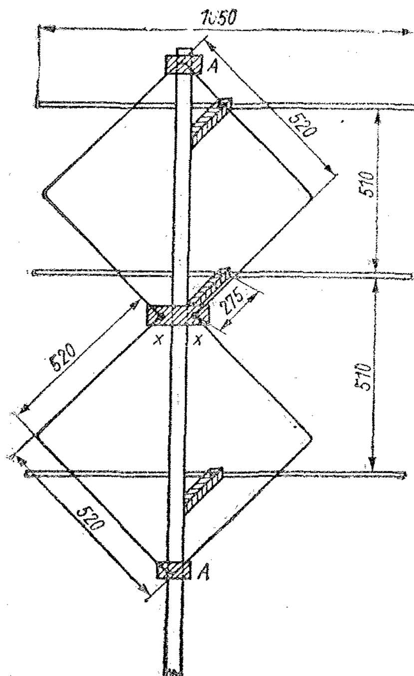
Единичните „квадратни" системи са идентични с описаните на фиг. 27.8. Само разстоянието вибратор-рефлектор е, както във фиг. 27.9 — 230 mm. Входното съпротивление на всяка система е 75 Ω — симетрично. За да може да се включи несиметричен 75 Ω коаксиален кабел, всеки вход има симетриращ Pawsey-член (вж. раздел 7.2.).

Входовете 1 и 2, както 3 и 4 са свързани с по един дълъг 1300 mm 75-Ω коаксиален кабел. Този кабел, чиято дължина определя разстоянието между етажите, може да бъде произволно дълъг. Кабелът не трябва да бъде обаче по-къс от λ/2, тъй като той не е настроена линия.

Отклоненията за централната точка на захранването се правят от геометричната среда на вертикалните свързващи линии. Тъй като входните импеданси на двете свързани системи са включени паралелно, резултатният импеданс в тези точки е половината от импеданса на всяка система (37,5 Ω). Като отклоняваща линия се използува коаксиален 1/4 вълнов трансформатор, който на своя изход повишава въпросния импеданс отново до 75 Ω. Вълновото съпротивление на четвъртвъл-



Фиг. 27.10. Схема на една група от квадрати (рефлекторите не са показани, вж. фиг. 27.9)



Фиг. 27.11. Хибриден двоен квадрат на *DL7KM*

новите участъци трябва да бъде 50 Ω. Трансформаторът представлява 345 mm отрязък от 50-Ω коаксиален кабел (напр. тип *50-3-1*), при което се предвижда коефициентът на скъсяване 0,66 (0,66. λ/4).

В точките Y импедансът отново е 75 Ω, затова те могат да се свържат с всякакъв вид 75-Ω коаксиален кабел. При това хоризонталното разстояние между двата етажни отрязъка може да се избира свободно. В посочения случай се използува кабел, дълъг 1300 mm, така че страничното разнасяне е 1 λ. В геометричната среда на тази свързваща линия се намира централната точка на захранване на цялата антена. Тук импедансите на левия и десния отрязък, всеки по 75 Ω, са включени паралелно, така че в точката на включването се получава съпротивление 37,5 Ω. Тъй като системата се захранва от 75-Ω коаксиален кабел с неопределена дължина, трябва да се въведе още един четвъртвълнов трансформатор. В случая се касае до такъв трансформатор с 50 Ω вълново съпротивление, както в точките Y и Z. Точка X тогава е точката на захранване за 75 Ω захранващ кабел.

Като материал за разпределителната система са необходими три парчета коаксиален кабел, всяко по 1300 mm с вълново съпротивление 75 Ω, и три кабелни отрязъка, всеки с дължина по 345 mm и вълново съпротивление 50 Ω.

За да функционира антената правилно, е необходимо синфазно захранване на отделните участъци. Това показва, че на входовете 1, 2, 3 и 4 жилата на кабелите трябва да бъдат винаги от една и съща страна, например всички жила — на лявата клема (както е показано на фиг. 27.10). Свързването на отделните отрязъци от кабели—както механически, така и електрически, трябва да бъде безупречно. Трябва да се внимава външните проводници на коаксиалния кабел на местата на свързване и на разклоненията да не прекъсват електрически. Местата на свръзките след запоителните работи се заливат с тежкоподвижно пластмасово лепило и отгоре плътно се бандажират; също може да се лакират, за да се предпазят от навлажняване. Коаксиалните кабели са напълно нечувствителни към външните влияния. Те могат да се закрепят към носещата конструкция с халки.

Широчината на лентата на тази изчислена за 144,5 MHz антена е приблизително 3 MHz; коефициентът на стоящите вълни по целия 2-m обхват е под 1,5. Затихването в посока „назад" е 18 dB.

27.3.4. Хибриден «двоен квадрат» на *DL7KM*

Един интересен вариант на „двоен квадрат" е разработен от *DL7KM*, който е нарекъл своята антена „хибриден двоен квадрат". Тази антена се оказа много сполучлива за работа на 2 m и 70 cm. Както се вижда от фиг. 27.11, захранващият елемент е двоен квадратен шлейф, при който два стоящи на върха си жични квадрата с дължина на страните 520 mm са етажирани един над друг. Точката на захранване е в средата на системата, на мястото на свързване на двата шлейфа, и има при това построяване импеданс около 60 Ω, симетричен. Своеобраз-

ност при този вариант на „двоен квадрат" е отсъствието на обичайния рефлектор-шлейф. Той е заменен от 3 настроени рефлекторни пръчки, всяка от които е дълга 1050 mm. Това опростява построяването на антената и подобрява характеристиките ѝ, както са показали изпитанията, проведени от *DL7KM*. Разстоянията между рефлекторите, както и техните дължини и разстояния до захранващия елемент са критични. Средният рефлектор се намира точно на височината на точката на захранване XX, а другите два рефлектора са наредени отдолу и отгоре на разстояние от по 510 mm. Подпорите, монтирани зад квадратния елемент, са на разстояние по 275 mm (0,13 λ). Рефлекторите са направени от плътен или тръбен материал с диаметър 10 mm.

За изработване на двойноквадратния шлейф на антената *DL7KM* е използвал 16 mm^2 гола медна жица с дължина 4,16 m, която се огъва така, че всяка страна на квадрата да бъде дълга 520 mm. Върховете A на двойноквадратния елемент могат да бъдат заземени, обаче се е оказало, че възловите точки на напреженията не винаги лежат точно на върховете и при смяна на честотата малко се изместват. Принудителното заземяване внася затихвания и с това намалява усилването. Затова точките A се изолират с блокчета от пластмаса от металната носеща мачта.

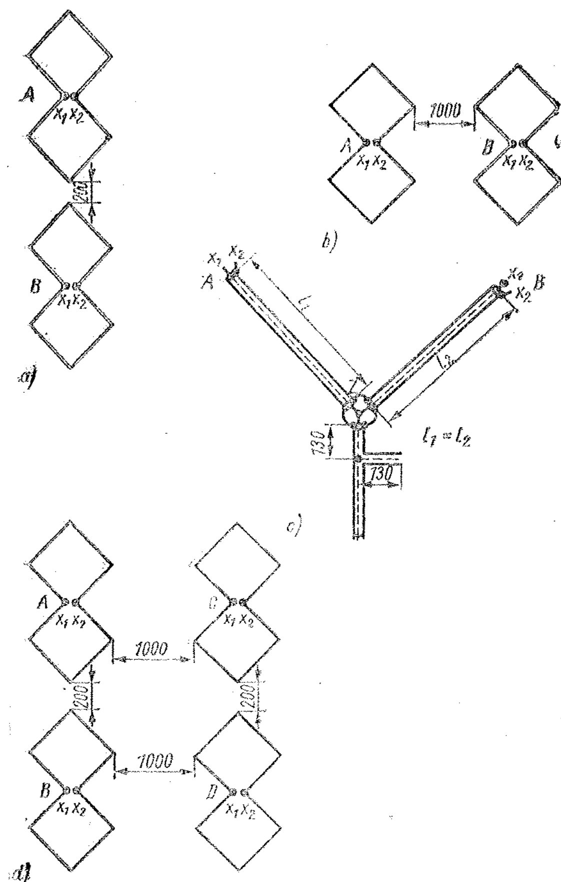
Точката на захранване XX е симетрична спрямо земя, затова при включване на един несиметричен спрямо земя 60-Ω коаксиален кабел трябва да се използува симетриращ трансформатор. За тази цел е особено подходящ простият за направа Pawsey-симетриращ член от раздел 7.2. или *EMI*-шлейфът от раздел 7.3. Практическите изследвания показаха, че може изобщо да не се използува симетриращ трансформатор. При директно несиметрично захранване деформацията на диаграмата на излъчване е пренебрежимо малка и в никакъв случай не може да се установи висока честота върху екраниращата оплетка на кабела. Може да се приеме, че това явление в УКВ- и СВЧ-обхвата се дължи на факта, че там трябва да се използуват захранващи кабели, които електрически са дълги няколко дължини на вълните. Чрез тези относително много дълги захранващи линии ефектът от липсата на симетрия е толкова силно подтиснат, че не се проявяват никакви смущения.

Когато всички дадени размери на 2-метровия хибриден „двоен квадрат" се намалят 3 пъти, резонансът е в 70-cm любителски обхват. Тази антена дава добър резултат също и в СВЧ-обхвата.

DL7KM е постигнал коефициент на стоящи вълни в захранващата линия s=1,1 и е установил, че затихването в посока „назад" е 28 dB. Точни измервания на усилването все още няма, но теоретически при тази антена би трябвало да се получи усилване 8 dB. Хоризонталният ъгъл на разтвора е 75° и отговаря на ъгъл на разтвора на една двуелементна антена, а вертикалният ъгъл на разтвора е около 60°.

С относително малки разходи и при малко съпротивление на вятъра хибридният двоен квадрат е много подходящ като единичен елемент за направа на групова антена.

Представените на фиг. 27.12 схеми на антенни групи биха могли да се прилагат с успех на 2 m и 70 cm. На фиг. 27.12*a* е представена вертикално етажирана двойна група, която има теоретично усилване 3 dB в резултат на етажирането. При това хоризонталният ъгъл на разтвора остава 75°, докато вертикалният се стеснява на 30°. Същото допълнително усилване има двойна група в хоризонтален ред, показана на фиг. 27.12*b*. При нея хоризонталният ъгъл на разтвора се намалява на 38°, докато вертикалният ъгъл остава 60°. Най-изгодната възможност за захранване на такава двойна група е представена на фиг. 27.12*c*. При това от системите A и B към централната точка на свързване Z водят 60-Ω коаксиални кабелни линии l_1 и l_2 с произволна дължина. Трябва да се има пред вид обаче, че l_1 и l_2 трябва да имат еднакви дължини и вътрешното кабелно жило да се свърже с X_1, а ширмовката — с X_2. В точка *Z* се включва и фактически захранващият 60-Ω кабел, така че там се свързват 3-те вътрешни и 3-те външни проводници на кабелите един с друг. Тъй като системите A и B в точка Z са паралелни една на друга, там се получава импеданс 30 Ω. Той се трансформира съг-



Фиг. 27.12
Изграждане на антенни групи от системи от хибридни двойни квадрати (показани са само захранваните елементи): *a* — двойна група, етажирана вертикално, *b* — двойна група в хоризонтален ред, *c* — захранваща система за двойна група, *d* — схема на конструкцията при четворна група

ласно раздел 6.6. чрез един отрязък от линия на 60 Ω (вълновото съпротивление на коаксиалния кабел). За осъществяване на фиг. 6.13 в този случай на разстояние 0,095 λ от точка *Z* трябва да се включи 0,095 λ дълъг отворен отрязък от линия. При това коаксиално изпълнение трябва да се има пред вид, че коефициентът на скъсяване на кабела е 0,66, тъй като кабелът е с плътна изолация. Дължината и съответно разстоянието на отворения отрязък от линия тогава ще бъде 0,095 λ . 0,66=130 mm. В мястото на свързване на този отрязък вътрешните проводници се свързват с вътрешни, външните — с външни. Всички точки на свързване и отвореният край на отрязъка трябва да се направят водонепроницаеми със заливна смола.

Една четворна групова антена, която се състои от две двойни групи (фиг. 27.12*d*), може също така да се възбужда много просто. В този случай също се използува изключително 60-Ω коаксиален кабел, който се свързва, както е показано на фиг. 23.16*b* или фиг. 23.16*c*. Използува се същата захранваща система като описаната в раздел 23.4.3. за груповата антена на *HB9CV*. При тази четворна група се получава усилване 14 dB, при това хоризонталният ъгъл на разтвора е 38°, а вертикалният е 30°.

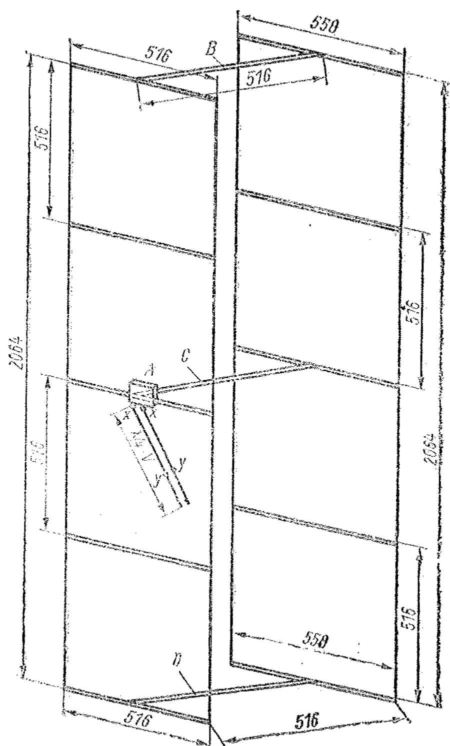
27.3.5. Четириквадратна серия

Друг вариант на групова антена от квадрати е разработен от *DL6DW*. Както се вижда от фиг. 27.13, в случая се касае до един нов вид свързване на 4 вертикално етажирани, хоризонтално поляризирани системи „двоен квадрат". Като се откажем от оптималните разстояния между етажите, тази група от квадрати е особено лека, лесно преносима, с добри характеристики и е много подходяща за портативни цели.

Всички вертикални участъци са от меден многожичен проводник, а хоризонталните елементи са от тънки месингови или медни тръбички (напр. с диаметър 3,5 mm и дебелина на стената 0,5 mm). След като се отстранят трите 516-милиметрови напречници B, C и D, захранваните секции и рефлекторите могат да се навият на малки, удобни за транспортиране ролки.

Практиката е показала, че при този вариант размерите на квадратите не трябва да бъдат, както при обикновените Quad-антени; обиколката на захранваните квадрати и на рефлекторните четириъгълници трябва да бъдат намалени. Резонанс се наблюдава, когато захранваните квадрати имат обиколка точно 1,0 λ, а намиращите се на разстояние λ/4 рефлектори — 1,04 λ. Причината за това изменение не е изяснена досега. При дадените на фиг. 27.13 размери се получава резонанс за средна честота на обхвата 145 MHz.

Данни за входното съпротивление X—X не се дават. По това, че *DL6DW* включва в тези точки една отворена четвъртвълнова линия и върху същата в точките Y—Y получава импеданс на захранване 60 Ω, може да се предположи, че импедансът в X—X има стойност само 15 Ω. В моделната антена с оглед да се осигури максимален флексибилитет се използува като четвъртвълнова линия един отрязък от 240-Ω плосък кабел. Неговата дължина, след като се вземе пред вид скъсяващият фактор, трябва да бъде 420 mm. Точките Y—Y за импеданс 60 Ω се намират



Фиг. 27.13. Четворна серия от двойни квадрати по *DL6DW*

на около 200 mm от отворения край на линията. Ако антената ще се използува за стационарна работа, линията се изготвя от две паралелни тръби и последните се укрепват към напречника C. Не е обязателно необходимо да се използува балун-трансформатор като преход от симетричните точки на захранването към несиметричния коаксиален кабел. Тук *DL6DW* използува една навита двупроводна линия (вж. раздел 7.7.).

Чрез сравнителни измервания *DL6DW* е получил усилване около 11 dB и затихване в посока „назад“ 23 dB. Хоризонталният ъгъл на разтвора е 75° и отговаря на ъгъла на единична Quad-система. От фиг. 3.19 може да се намери, че вертикалният ъгъл на разтвора“ ще бъде около 30°.

27.4. Кръгова рамкова антена за УКВ

Пряк потомък на „двойния квадрат“ е антената с кръгови рамки, за която вече се говори в раздел 15.4.2. като за една късовълнова насочена антена. Тази антена може да се използува с успех и на УКВ толкова повече, че механичните трудности при направата на пръстенообразни елементи намаляват при малки диаметри. Що се касае до излъчвателните характеристики, усилването на антената и входното съпротивление, антената с кръгови рамки е в много голяма степен сравнима с един стоящ на върха си Cubical Quad. Данните в раздел 15.4.1. и раздел 15.2. важат по аналогия и за УКВ-бима с кръгли рамки.

За строежа на антена с кръгли рамки за УКВ се използува по възможност проводник от метал с диаметър 8 до 12 mm, тъй като този материал е толкова стабилен, че бурите и обледеняването не могат да го деформират. Особено добро решение би било, ако меден проводник се вкара в съответствуващо дълга тръба от термопластична пластмаса (напр. винидур) и след това тази тръба в нагрято състояние се огъне в желаната пръстенообразна форма. Краищата на тръбата се заваряват или залепват един към друг, след като преди това сме извели двата края на проводника през съответни малки процепи или отвори, направени в пластмасовата тръба. По този начин се получават много леки, стабилни и устойчиви на атмосферни влияния пръстенообразни елементи. Само с един пръстен се постига вече едно усилване спрямо полувълновия дипол от около 1 dB. Входното съпротивление е около 110 Ω. Дължината на захранвания елемент е 1,03 λ.

Ако на разстояние 0,2 λ се постави един рефлектор, усилването на антената нараства на 5 dB, а входното съпротивление спада на 60 Ω. Понякога захранваният елемент се прави като двойна навивка. В този случай е нужен проводник с дължина 2,02 λ, от който се прави една непрекъсната бобина с 2 навивки. При рефлекторно отстояние 0,18 λ се постига добро съгласуване със захранващи линии с вълново съпротивление от 240 до 300 Ω.

Рефлекторният пръстен, който във всички случаи се състои от една навивка, има обиколка 1,08 λ. Неговата настройка е критична и решаваща за ефективносттa на антената.

При 3-елементните кръгови бимове за УКВ се препоръчва разстояние до рефлектора 0,17 до 0,22 λ и разстояние до директора от 0,12 до 0,15 λ. Входното съпротивление на такава система с прост вибраторен пръстен е от порядъка на 30 Ω. В този случай е целесъобразно захранваният коаксиален кабел да се напасва с един омега-член съгласно раздел 6.4. Обиколката на директорния пръстен е 0,95 λ. Скици и конструктивни изпълнения на пръстеновидни излъчватели могат да се видят на фиг. 15.11 и 15.12.

Следващите формули дават дължините на елементите във функция от честотата:

обиколка на захранвания елемент

$$S=\frac{31000}{f}; \tag{27.8}$$

обиколка на рефлектора $R=\frac{32800}{f}$; (27.9)

обиколка на директора $D=\frac{28500}{f}$. (27.10)

Дължините са в cm, а f — в MHz.

От тези формули за един бим с пръстеновидни елементи за 2-метровия обхват (резонансна честота 145 MHz) се получават следните дължини:

S=214 cm; R=226 cm; D=196 cm.

За пробни антени от този тип се препоръчва използването на подходящо подрязани дървени обръчи за игра като носачи на проводниците. Също така в популярните на времето пластмасови обръчи за хула-хуп любителят ще намери един полезен материал за поемане и закрепване на пръстенообразните жични проводници.

28. Преносими любителски антени

Понякога една любителска станция временно работи с произволно изменящо се местоположение. Такава работа с преносими апаратури и антени често се среща при полевите дни.

С увеличаването на моторизацията нараства и броят на онези радиолюбители, които използват преносими радиоапаратури в превозните средства. Така наречената мобилна работа получи широко разпространение благодарение на прогреса на полупроводниковата техника. Предимно от съображения за разпространението на сигналите и заради възможността да се създадат ефективни автомобилни антени в Европа за този режим на работа се предпочита обхватът 2 m. Не на последно място в този смисъл трябва да се спомене и „ловът на лисици“, който от една приятна забава се превърна в много популярен спорт, изискващ в равна степен както технически умения, така и физическа издръжливост. Тези специални разновидности на любителското радио изискват антени, които с техническите си и механични данни отговарят най-пълно на предназначението на радиоапаратурите.

28.1. Антени за портативна работа

При „нормалната“ работа с преносими антени се търси местност, която може да осигури най-добри условия за разпространението на излъчения сигнал. Изборът на местността при работа на къси вълни се прави по съображения, които се различават от тези при работа на УКВ.

Благоприятни местности за работа с късовълнови апаратури са най-вече тези с добра проводимост на земната повърхност и с открита близка околност. Работата от планински върхове не подобрява йоносферното разпространение на късите вълни.

Решаваща за годността на дадено място е проводимостта на земната повърхност, особено когато ще се използват вертикални излъчватели. Така например в непосредствена близост до водни повърхности могат да се очакват добри условия за разпространение на сигнала. Отделни дървета или гори не пречат на разпространението на късите вълни, но трябва да се избягват близко разположени свободно висящи проводници или метални конструкции.

При работа на УКВ сигналът практически не се отразява от йоносферата. Затова възможно най-високото място за монтиране на антената създава и най-добри условия за разпространение на сигнала. В този случай изборът на местността е от първостепенно значение, но е и най-лесен, защото не трябва да се отчита състоянието на земната повърхност.

При работа с преносими апаратури могат да се използват всички обикновени антени за КВ и УКВ, стига за тях да съществуват или да се създадат подходящи точки за закрепване и пренасянето на съставните части на антената да не се натъкне на непреодолими трудности. Тъй като при кратковременна работа с преносими апаратури най-често не си струва да се строят сложни антенни системи, в обхвата на късите вълни се предпочитат най-прости проводникови антени, чиято геометрична дължина се определя от разстоянието между наличните опорни точки (дървета и пр.). При тези L- или T-образни антени резонансът се получава чрез използването на един несиметричен *Колинс*-филтър. Не е необходима специална захранваща линия, защото най-често предавателят може да бъде поставен непосредствено до антената. Освен това откритите нена-

селени местности едва ли трябва да се отстраняват смущенията, причинени на радио- и телевизионни приемници. Там, където земната повърхност е с добра проводимост (напр. на брега на езеро или в блатисти местности, вж. също раздел 19.1.), най-ефективно е използването на вертикални излъчватели. Много често едно дърво представлява подходяща опора за окачване на един вертикален или наклонен четвъртвълнов проводник, чийто долен край през Колинс-филтър се включва направо към крайното стъпало на предавателя. Само много малко любителски радиостанции разполагат с цяла или сгъваема мачта, която да е достатъчно дълга, за да се използува при работа в обхвата на късите вълни, и по този начин да са независими от естествените опорни точки. При работа с преносими апаратури решаващ за успеха на връзките е изборът на местоположението на антената, затова, общо взето, е достатъчно да се подсигурят само голямо количество антенен проводник и подходящ Колинс-филтър. След това антената се монтира съобразно с особеностите на местността.

При работа с преносими апаратури в обхватите 2 m и 70 cm обикновено антените не са проблем. Могат с добър успех да се използуват разглобяеми Яги-антени. За носеща мачта в повечето случаи служи сглобяема тръбна конструкция с дължина около 3 m, изработена от няколко отделни тръби.

При ръчните приемно-предаватели с малка мощност, използувани за близки радиовръзки, антената най-често е четвъртвълнов излъчвател, монтиран направо върху предавателя. По-големи разстояния се покриват с малогабаритни Яги-антени (вж. раздел 22.2.) или с антена *HB9CV* (вж. раздел 22.1.2.).

28.2. Късовълнови автомобилни антени

Изборът на късовълнови автомобилни антени е много ограничен. На първо място трябва да се спомене скъсеният четвъртвълнов излъчвател. Единствено в обхвата 10 m този излъчвател може да има нормална дължина (около 2,50 m). Правилникът за движение по пътищата и разумът не позволяват използуването на естествената резонансна дължина при по-големи дължини на вълните. В този случай може да се работи само с допълнително поставени удължителни бобини, при което се появяват известните недостатъци — малък коефициент на полезно действие, неголяма широчина на пропусканата честотна лента и трудности при захранването.

28.2.1. Механична конструкция на скъсения вертикален излъчвател

Трудности могат да възникнат при механичното закрепване на антенния прът. Той трябва да е еластичен, но не бива да трепти. Тъй като антенният прът може да се закрепи само в долния си край, ветровото съпротивление действува в тази точка като лостова сила, която нараства при увеличаване на скоростта на превозното средство. Оттук следва изискването за антена да се използува по-тънка тръба с малко ветрово съпротивление; по възможност тя трябва да изтънява към върха, защото ветровото съпротивление на върха на антената има найдълго рамо на лоста и влияе найсилно.

От една страна, по съображения за здравина пръчковидната антена трябва да се състои само от една част, от друга обаче е желателно тя да може да се разглобява, за да може в случай на нужда да се транспортира и вътре в превозното средство. Накрая закрепването в долния край на антената също трябва да се разглобява лесно, за да може антената да се свали преди влизане в гаража.

За дължини на вълната, по-големи от 10 m, винаги трябва да се използува удължителна бобина. От съображения за стабилност нейното място се избира в най-долния край на антенния прът. Там около максимума на тока загубите в бобината обаче са найголеми. Съпротивлението на излъчване и с това и коефициентът на полезно действие се увеличават, ако удължителната бобина се измести към върха на антената. Като изгоден компромис се предлага удължителната бобина да се поставя на разстояние от долния край, равно на 1/3 до 1/2 от дължината на антенния прът.

Късовълновите автомобилни антени най-често се закрепват на задните брони на автомобилите, съотв. към рога, за който са закрепени броните. Тези части на колите са достатъчно здрави и освен това може да се очаква добра галванична връзка с останалите метални части на автомобила. От решаващо значение в повечето случаи обаче е това, че при такъв начин на закрепване не се поврежда каросерията на автомобила.

Трябва да се препоръча между антената и мястото на закрепване да се постави демпфираща пружина. Подходящи за целта са спиралните пружини, поставени под мотоциклетната седалка (диаметър на пружината около 30 mm, диаметър на тела на пружината около 6 mm). При известна сръчност в механичната работа от този материал може да се изработи съвсем добра демпфираща пружина. Еластичната връзка допринася за това, неравностите на пътя да се предават с много по-малка сила върху антената, отколкото при твърдо закрепване. Поради закрепването чрез пружина към бронята на колата антенният прът има възможност при удар в някакво препятствие да поддаде и затова не се пречупва лесно. Оптимални условия за работа в движение се създават, когато антената, монтирана върху пружина, има честота на механичните трептения около 1 Hz. Обикновено краткотрайните и следващи едно след друго сътресения, причинени от неравностите на пътя, не могат да предизвикат в този случай механични колебания на антената и като резултат, даже при лош път, антенният прът стои сравнително спокоен.

Най-често механичната дължина на вертикалните късовълнови автомобилни антени е между 2,40 и 3 m. Традиционният материал за изработване на антенните пътове е металната тръба, като особено подходящи са тези, използвани при индустриалното производство на автомобилни антени. Една също така използваема и не така скъпа конструкция може да се направи от тънки сглобяеми бамбукови пръти (те се продават във въдичарските магазини). Тези пръти служат за носеща мачта на антенния проводник, който в най-просто изпълнение е залепен около тях чрез залепваща лента. Изключително подходящи са въдичарските пръти от полиестерни смоли (фибростъкло). При тях антенният проводник се прокарва вътре в пръта и не се забелязва. Тъй като носещият материал е изолатор без загуби, необходимата удължителна индуктивност (тялото на бобината) може да се постави направо върху антенния прът.

Естествено съществуват и други по-добри или по-лоши идеи за механичната конструкция на антената, но тук бяха споменати само някои от тях. Една добре изглеждаща и безупречно изработена от механична гледна точка антена не изпълнява предназначението си, ако и без това малкият ѝ коефициент на полезно действие се влоши поради грешки в електрическото изпълнение.

28.2.2. Електрически характеристики на скъсените вертикални излъчватели

Най-добър коефициент на полезно действие се постига, когато четвъртвълновият автомобилен излъчвател работи в обхвата 10 m; в този обхват той има механична дължина около 2,40 m и работи като антена на Маркони без удължителна бобина. Необходимата противотежест, съотв. „земя", се образува от металните части на превозното средство и техния капацитет спрямо естествената земя.

Електрическите параметри на един такъв излъчвател са дадени в раздел 19.2. Съпротивлението на излъчване, определено по (19.5), е около 40 Ω. Според (19.6) входното съпротивление R_E е равно на сумата от съпротивлението на излъчване R_S и общото загубно съпротивление R_V. Загубните съпротивления не допринасят с нищо за излъчването на енергията, напротив, те преобразуват част от мощността на предавателя в топлина. Затова коефициентът на полезно действие η е толкова по-малък, колкото по-големи са загубните съпротивления R_V, отнесени спрямо съпротивлението на излъчване R_S:

$$\eta=\frac{R_S}{R_S+R_V}. \qquad (28.1)$$

Ако се приеме, че съпротивлението на

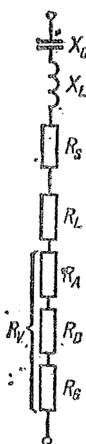
излъчване възлиза на 36 Ω, а сумата на загубните съпротивления е около 12 Ω, то входното съпротивление би било около 48 Ω ($=R_S+R_V$). Съгл. (28.1) коефициентът на полезно действие е

$$\frac{36}{36+12}=0{,}75, \text{ т. е. } 75\%.$$

Специално при автомобилните антени най-голямата част от загубното съпротивление R_V се дължи на загубите в земята R_G. При скъсените вертикални излъчватели със значителен дял в общото загубно съпротивление могат да участвуват и загубите на удължителната бобина R_L. Други съставни части на загубното съпротивление са загубите в изолаторите R_D, които се явяват като диелектрични загуби на изолатора в долния край на антената, и загубите в проводника R_A, които се дължат на омическото съпротивление на антенния проводник. Тук трябва да се отчете честотнозависимият скин-ефект. Пресмятането на това съпротивление се извършва по уравн. (5.13). R_A и R_D се поддържат обикновено много по-малки от R_G и R_L и затова често не се вземат предвид.

На фиг. 28.1 е показана еквивалентната схема на един скъсен четвъртвълнов излъчвател. Скъсяването на излъчвателя спрямо нормалната му дължина внася едно капацитивно реактивно съпротивление X_C. То се компенсира чрез еквивалентно индуктивно съпротивление X_L, реализирано чрез удължителна бобина ($X_L=X_C$). Затова въпреки по-малката си дължина излъчвателят е настроен в резонанс. Последователно на X_L и X_C са свързани съпротивлението на излъчване R_S и загубното съпротивление R_V, съпротивлението на диелектричните загуби R_D и съпротивлението на антенния проводник R_A.

Важна е зависимостта на съпротивлението на излъчване от скъсяването на излъчвателя. Общо правило е, че R_S става толкова по-малко, колкото повече се скъсява излъчвателят. Тази зависимост се вижда и от уравн. (19.5); механичното скъсяване на антената намалява и ефективната ѝ дължина H_{eff}. Една практическа формула за определяне на съпротивлението на излъчване гласи:



Фиг. 28.1. Еквивалентна схема на механически скъсен четвъртвълнов излъчвател

$$R_S=\frac{H^2}{312}, \tag{28.2}$$

където H е дължината на антената, изразена в ъглови градуси.

Пример 1

Една автомобилна антена с дължина 3 m трябва да работи в обхвата 80 m. Какво е съпротивлението на излъчване R_S?

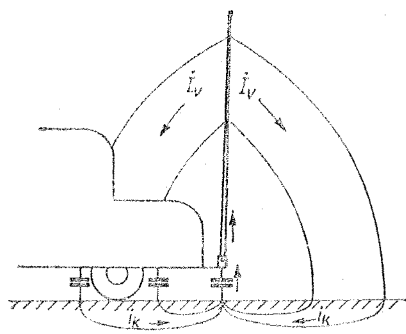
Средната дължина на вълната в обхвата 80 m е около 82 m. Тази дължина се приравнява към 360°. Оттук може да се изчисли механичната дължина на антената (3 m), изразена в ъглови градуси:

$$H=\frac{3.360}{82}\approx 13°;$$

$$H=13, \quad H^2=169; \quad R_S=\frac{169}{312}\approx 0{,}54\Omega.$$

Ако същата антена се използва за обхвата 40 m ($\lambda=42{,}5$ m), тя би имала електрическа дължина от около 25°, съответно съпротивление на излъчване 2Ω. Съпротивлението на излъчване в обхвата 20 m би било около 9 Ω.

Съпротивлението на излъчване е особено малко в обхвата 80 m. Вследствие на това коефициентът на полезно действие на антената е извънредно нисък. Ако се приеме, че сумата от загубните съпротивления е 12 Ω (това е съвсем реална стойност), то съгласно



Фиг. 28.2. Разпространение на токовете в една вертикална автомобилна антена

(28.1) в горния случай при работа в обхвата 80 m се получава η, равен на 0,043 (4,3%). Това означава, че повече от 95% от мощността на предавателя се преобразува в безполезна топлина. При същите условия в обхвата 40 m може да се получи коефициент на полезно действие 14,3%, а в обхвата 20 m — 43%. Оттук се вижда колко е важно загубните съпротивления да бъдат възможно най-малки. Даже незначителни на вид грешки (напр. лош контакт в някое съединение) могат да влошат катастрофално коефициента на полезно действие.

За съжаление не съществуват практически възможности да се намалят загубите, причинени от R_G. Както е показано схематично на фиг. 28.2, токовете на електрическото смесване във външното пространство I_V преминават през земята като конвекционни токове $I_к$ и протичат към долния край на антената (вж. също така фиг. 19.4). При работата на автомобилната антена част от токовете се събират от металната каросерия на автомобила. Нейната повърхност обаче поне за нискочестотните любителски обхвати е много по-малка от λ/4 и затова не може да служи като противовес. Тя действува като капацитет спрямо земя. Измерванията, направени на автомобилна антена с дължина 3 m при работа в обхвата 80 m, са показали, че съпротивлението R_G има средна стойност 10 Ω.

28.2.2.1. *Удължителна бобина за скъсените вертикални излъчватели*

Един скъсен четвъртвълнов излъчвател има капацитивно реактивно съпротивление X_C. Неговата стойност (в Ω) се получава от уравнението

$$X_C = \frac{Z_A}{\operatorname{tg} H}, \qquad (28.3)$$

където Z_A е вълновото съпротивление на антенния прът в Ω, пресметнато по уравн. (19.7), H — дължината на антената в ъглови градуси. Определянето на тази дължина вече беше пояснено в пример *1*.

Пример 2

Приема се, че автомобилна антена с дължина 3 m работи в обхвата 80 m. Дължината H е равна на 13°. Тангенсът на ъгъл 13° се намира по таблица; той е 0,23087. Антенният прът трябва да има диаметър $d = 10$ mm. При дължина на антената $L = 3$ m $= 3000$ mm отношението $S = L/d$ е 300. От уравн. (19.7) се пресмята вълновото съпротивление $Z_A = 361$ Ω. След това от (28.3) се пресмята стойността на X_C:

$$X_C = \frac{361}{0{,}23087} = 1570\,\Omega.$$

За да се компенсира капацитивното съпротивление от 1570 Ω, индуктивното съпротивление на удължителната бобина също трябва да бъде 1570 Ω. При това удължителната бобина се намира в максимум на тока, т. е. в основата на антената.

Индуктивността на удължителната бобина за честотата на съответния обхват се получава по формулата

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}, \qquad (28.4)$$

където L е в μH, когато честотата f се замести в MHz. Без пресмятане L в зависимост от X_L при зададена честота f може да се отчете от фиг. 6.19.

При $f = 3{,}7$ MHz на пресметнатото в пример *2* индуктивно съпротивление от 1570 Ω съответствува индуктивност от около 68 μH.

Качественият фактор на бобината Q трябва да бъде възможно най-голям, за да може съпротивлението на загубите в бобината R_L да остане в приемливи граници. Добрите саморъчно изработени бобини с малки загуби рядко имат Q, по-голям от 300. Висок качествен фактор се получава при използването на дебели проводници с голяма повърхностна проводимост и подходяща форма на бобината. Грубо правило е, че дължината на бобината трябва да се отнася към нейния диаметър, както 2 : 1. Съпротивлението на загубите в бобината се получава от формулата

$$R_L = \frac{X_L}{Q}. \qquad (28.5)$$

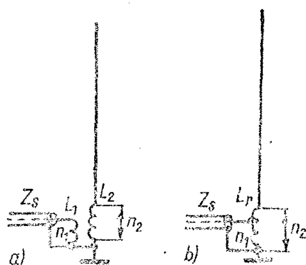
Ако се зададе $Q=300$, съпротивлението на загубите на бобината с $X_L = 1570\ \Omega$ би било повече от $5\ \Omega$ и би намалило чувствително коефициента на полезно действие. Вече беше споменато, че коефициентът на полезно действие на един скъсен вертикален излъчвател се подобрява, ако нужната удължителна бобина се постави не в основата на антената, а приблизително по средата ѝ. При такова разположение на удължителната бобина съпротивлението на излъчване R_S почти се удвоява, което е равносилно на удвояване на коефициента на полезно действие. Една високо повдигната бобина не е подложена така силно на влиянието на околните метални части, както бобина, поставена в основата на антената. За да не се намалява качественият фактор на бобината, разстоянието от нея до металните части на автомобила трябва да е поне два пъти по-голямо от диаметъра ѝ.

Против такова разположение на бобината има съображения от статично и механично естество. Висококачествените бобини, през които протичат големи токове, не могат да бъдат миниатюрни. Големите и сравнително тежки бобини в средата на рамото на лоста, образуван от антената, упражняват значително статично натоварване на основата на антената. Тъй като бобината с нищо не допринася за излъчването, изглежда по-изгодно тя да бъде поставена в основата на антената, като по този начин отдалечава излъчващата част от поглъщащите метални части на автомобилната каросерия. Скъсеният четвъртвълнов излъчвател има много малко входно съпротивление и затова винаги трябва да се предвижда звено за съгласуване към захранващата линия. То може да се обедини с удължителната бобина. Така че въпросът за мястото на удължителната бобина трябва да се решава за всеки конкретен случай поотделно, като се преценят очакваните предимства и недостатъци.

Ако бобината е в средата на антената, тя вече не се намира при максимум на тока. Затова индуктивността, пресметната за една бобина, разположена в основата на антената, вече не е достатъчна за компенсиране на капацитивното съпротивление X_C. Тя трябва да се увеличи почти двойно. По-точни стойности за индуктивността L на една централна бобина се получават, ако стойността, пресметната за бобина, разположена в основата на антената, се умножи с 1,43. За една бобина, която е отдалечена от основата на антената на разстояние, равно на 1/3 от дължината на антената, коефициентът на умножение е 1,16.

Силно скъсените вертикални излъчватели имат много малка широчина на пропусканата честотна лента. Като ориентировъчна стойност за широчината на лентата на антена с дължина 3 m с удължителна бобина в основата, използувана в обхвата 80 m, може да се посочи 35 kHz. При използуване на бобина, разположена в средата на антената, широчината на пропусканата честотна лента намалява на 25 kHz. За да може да се настройва антената в резонанс, се използуват бобини с ролков извод, по-рядко вариометри. Понякога за промяна на индуктивността се използуват месингови сърцевини, които в отделни случаи се задвижват отдалеч чрез шнурчета. Тези решения обаче са проблематични, защото обикновено влошават качествения фактор на бобината.

Съгласно уравн. (19.9) широчината на пропусканата честотна лента B е равна на f_{res}/Q. Q е качественият фактор на бобината, пресметнат по уравн. (19.8) $(Q=Z_A/R_E)$. Z_A е вълновото съпротивление на антенния прът. То се изчислява по уравн. (19.7). R_E е входното съпротивление на антената; както е известно, то е равно на сумата от съпро-



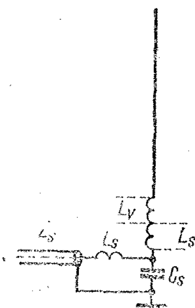
Фиг. 28.3. Проста схема на трансформатор за съгласуване на пръчковидна антена с удължителна бобина към захранващата линия

тивлението на излъчване и загубното съпротивление ($R_E=R_S+R_v$). Следователно може да се напише

$$B=f_{res}\cdot\frac{R_E}{Z_A}. \qquad (28.6)$$

28.2.2.2. *Съгласуване на скъсени вертикални излъчватели към захранващата линия*

Входното съпротивление R_E на силно скъсените автомобилни антени като правило е между 10 и 20 Ω, като често по-голямата част от стойността на входното съпротивление са загубните съпротивления. Даже четвъртвълновите излъчватели с нормална дължина, които могат да се реализират за обхвата 10 m, имат входен импеданс от около 40 Ω при предположение, че не съществуват радиални заземителни проводници. Ако се измери по-голямо



Фиг. 28.4. Подобрена схема за съгласуване на пръчковидна антена с удължителна бобина към захранващия кабел

входно съпротивление, този резултат показва само това, че са се появили необичайно големи загубни съпротивления.

Автомобилните антени се захранват винаги чрез къс отрязък от коаксиален кабел, който във всички случаи трябва да се съгласува с входния импеданс на вертикалния излъчвател. За целта са подходящи на първо място схемите за съгласуване, описани в раздел 19.4.1.; те се използуват изобщо за всички четвъртвълнови излъчватели. Ако обаче удължителната бобина на скъсения вертикален излъчвател се намира в основата му, тя може да се използува едновременно и като бобина за връзка. Две такива схеми са показани на фиг. 28.3. Те са идентични по начин на действие. На фиг. 28.3*a* е показан един ВЧ-трансформатор, чиято вторична намотка има n_2 навивки и представлява удължителната бобина на излъчвателя. Броят на навивките n_1 на бобината за връзка L_1 се получава от формулата

$$n_1=n_2\cdot\sqrt{\frac{Z_S}{\omega L_2}}, \qquad (28.7)$$

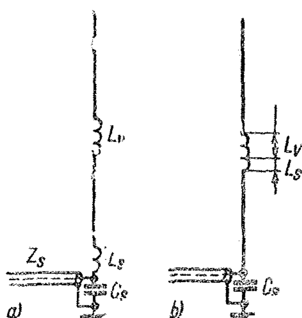
където Z_S е вълновото съпротивление на използувания коаксиален кабел;

ωL_2 — ъглова честота на бобината L_2.

На фиг. 28.3*b* е показана същата схема, само че ВЧ-трансформаторът е изпълнен като автотрансформатор. При тези много прости схеми могат да възникнат трудности при осъществяването на определен коефициент на връзка между бобините, подтискането на висшите хармонични е незначително и не могат да се избягнат индуктивностите на разсейване. По-надеждно работи схемата, показана на фиг. 28.4, в която C_S служи като шунт за висшите хармонични. Тази схема изпълнява и условието за съгласуване, като трансформира вълновото съпротивление на кабела към входното съпротивление на излъчвателя. Необходимата стойност на C_S (в pF) се пресмята по формулата

$$C_s=\frac{10^9}{2\pi f\,.\sqrt{R_E . Z_S}}, \qquad (28.8)$$

където f е честота в kHz, R_E е входното



Фиг. 28.5. Съгласуване на коаксиален кабел към входното съпротивление на скъсена вертикална антена: *a* — бобината L_s е поставена в основата на излъчвателя, *b* — бобината L_s е обединена с удължителната бобина в средата на антената

съпротивление на излъчвателя, Z_S е вълновото съпротивление на захранващия кабел.

Индуктивността на L_S (в μH) се пресмята по формулата

$$L_S = \frac{\sqrt{R_E . Z_S . 10^3}}{2\pi f}, \qquad (28.9)$$

където f е честотата в kHz.

Пример

Една скъсена автомобилна антена с резонансна честота 3700 kHz и с входно съпротивление 20 Ω трябва да бъде съгласувана към коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω. Трябва да се пресметнат стойностите на L_S и C_S за схемата, показана на фиг. 28.4.

$$C_s = \frac{10^9}{6{,}28.3700.\sqrt{1200}} = \frac{10^9}{23236.34{,}7} =$$

$$= 1240 \text{ pF};$$

$$L_s = \frac{\sqrt{1200}.10^3}{6{,}28.3700} = \frac{34700}{23236} = 1{,}49 \ \mu\text{H}.$$

Целесъобразно е капацитетът C_S да бъде образуван от един постоянен кондензатор и от един тример с въздушна изолация, за да има удобна възможност за корекции. В този случай става дума за съгласуваща схема на Зеефрид (вж. раздел 6.7.2.), при която втората бобина L_S е станала част от L_V.

На фиг. 28.5*a* е показана друга схема на съгласуване. В този случай бобината L_S е поставена в основата на излъчвателя. Нейното действие не се променя, ако тя бъде „прикачена" към удължителната бобина в средата на антената, така че да се използува само една бобина $L_S + L_V$ (фиг. 28.5*b*). Ако удължителната бобина се намира в основата на антената, тя също се комбинира с L_S. Необходимата индуктивност на L_S (в μH) се пресмята по формулата

$$L_S = \frac{\sqrt{R_E . (Z_s - R_E)} . 10^3}{2\pi f}, \qquad (28.10)$$

където R_E е входният импеданс на излъчвателя в Ω;
Z_S — вълновото съпротивление на коаксиалния кабел;
f — честотата в kHz.

Капацитетът C_S (в pF) се пресмята по формулата

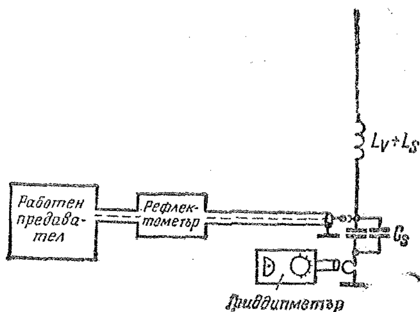
$$C_S = \frac{2\pi f . Z_S . \sqrt{\dfrac{R_E}{Z_S - R_E}}}{10^3}. \qquad (28.11)$$

Пример

Една автомобилна антена с резонансна честота 3700 kHz и с входно съпротивление 16 Ω трябва да бъде съгласувана по схемата, показана на фиг. 28.5, към коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω. Трябва да се пресметнат L_S и C_S:

$$L_S = \frac{\sqrt{16.(60-16)}.10^3}{6{,}28.3700} = \frac{26500}{23236} =$$

$$= 1{,}14 \ \mu\text{H};$$



Фиг. 28.6. Постановка за настройка на схемата за съгласуване, показана на фиг. 28.5

$$C_S = \frac{6{,}28 \cdot 3700 \cdot 60 \cdot \sqrt{\frac{16}{60-16}}}{10^3} =$$

$$= \frac{1394\,160 \cdot 0{,}6}{10^3} \approx 836 \text{ pF}.$$

При тази схема капацитетът C_S също трябва да бъде образуван от един постоянен кондензатор и един тример с въздушна изолация.

За да се настрои и съгласува точно една автомобилна антена, са безусловно необходими един гриддипметър и един рефлектометър. Най-добрата постановка за измерване на схемата за съгласуване от фиг. 28.5 е показана на фиг. 28.6.

Инструкция за настройка

Отначало се отстранява захранващият кабел и проводникът между C_S и земя се прекъсва. На мястото на този проводник се поставя една малка бобина с една навивка, която служи за бобина за връзка с гриддипметъра. С помощта на гриддипметъра се измерва резонансната честота на антената. Ако е необходимо, тя се коригира чрез L_v. След това се свързва коаксиалният кабел. Към него чрез шлейф е включен рефлектометър. Антената се възбужда от предавателя със сигнал с резонансната честота и се отбелязва показанието на рефлектометъра. След това захранващият кабел отново се отстранява и стойността на капацитета C_S се увеличава. Това намалява резонансната честота на антената, но тя се настройва на старата стойност чрез изменение на L_v. Този процес се контролира с гриддипметъра. Захранващият кабел се включва отново и се установява новият коефициент на стоящи вълни. Ако той е по-малък от предишния, значи стойността на C_S е изменена в правилната посока. В противния случай C_S трябва да се намалява. Този процес се повтаря в същия ред, докато се получи минимално възможният коефициент на стоящи вълни. Тогава бобината за връзка с гриддипметъра се премахва и се възстановява директната връзка на C_S към нулевия потенциал. Предизвиканото от тези действия леко изместване на резонансната честота се отстранява оконча-

Таблица 28.1. Данни за оразмеряване на скъсени автомобилни антени (фиг. 28.7)

Резонансна честота	Излъчвателят е показан на			
	фиг. 28.7a	фиг. 28.7	фиг. 28.7c	фиг. 28.7
3700 kHz	L_v=65 µH ≈66 нав. d=1,5; D=50; L=200	L_v=83 µH ≈81 нав. d=1,5; D=50; L=200	L_v=100 µH ≈70 нав. d=1,0; D=60; L=150	L_v=118 µH ≈88 нав. d=1,0; D=50; L=200
7050 kHz	L_v=17 µH ≈20 нав. d=2,0; D=70; L=80	L_v=22 µH ≈25 нав. d=2,0; D=65; L=100	L_v=32 µH ≈32 нав. d=1,5; D=60; L=100	L_v=35 µH ≈35 нав. d=1,5; D=60; L=110
14150 kHz	L_v=3,3 µH ≈10 нав. d=2,0; D=60; L=75	L_v=4,7 µH ≈11 нав. d=2,0; D=70; L=70	L_v=7,0 µH ≈13 нав. d=1,5; D=60; L=60	L_v=8,0 µH ≈16 нав. d=1,5; D=50; L=50
21150 kHz	L_v=0,7 µH ≈5 нав. d=2,0; D=40; L=50	L_v=1,5 µH ≈7 нав. d=2,0; D=50; L=60	L_v=1,85 µH ≈8 нав. d=2,0; D=40; L=40	L_v=2,1 µH ≈8 нав. d=2,0; D=50; L=50

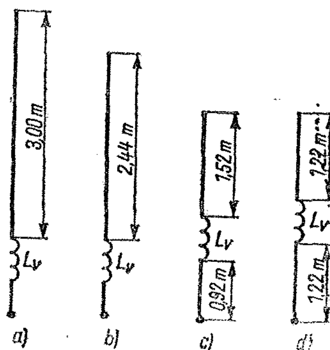
телно чрез малки корекции на L_v. Като индикатор се използува рефлектометъра, който отново трябва да измери минимален коефициент на стоящи вълни.

28.2.2.3. *Данни за оразмеряване на механично скъсени автомобилни антени*

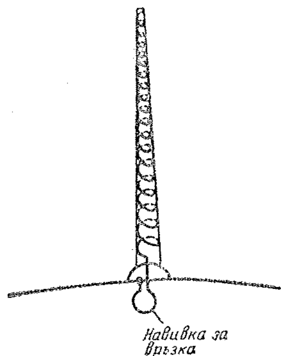
При определени условия съществуват възможности да бъдат дадени сведения за стойността на удължителната бобина в зависимост от дължината на излъчвателя. Тези пресметнати стойности могат да бъдат само приблизителни, защото не е възможно да се отчетат изменящите се във всеки конкретен случай влияния на околната среда. Индуктивностите, дадени в табл. 28.1, се отнасят за антенен прът с вълново съпротивление 360 Ω, съответствуващи на диаметър на антенния проводник 8 mm. По-тънките антенни проводници изискват малко по-голяма удължителна бобина, при по-дебелите проводници индуктивността се намалява до известна степен. В таблицата с d е означен диаметърът на проводника за изработване на бобината; D е диаметърът на бобината в mm, а L е дължината на бобината също в mm. Бобините се навиват така, че да се използува цялата зададена дължина. Това се получава тогава, когато разстоянието между навивките е приблизително равно на диаметъра на проводника. Висок качествен фактор се постига, ако посребрен меден проводник се навие върху звездообразно керамично тяло за бобина. Подходящи са и тела от полистирол. Когато липсва посребрен меден проводник, трябва да се използува възможно най-дебел меден проводник с лакова изолация. В радиолюбителската литература често се срещат номограми, от които могат да бъдат отчетени всички необходими данни за бобината при зададен диаметър и индуктивност. На фиг. 28.7 са начертани дължините на излъчвателя и положението на удължителната бобина, за които са в сила стойностите на L_v, дадени в табл. 28.1.

При работа в обхвата 10 m не са необходими удължителни бобини, защото при дължина на антената 2,50 m съществува четвъртвълнов резонанс. При антенен прът с дължина 3 m вече съществува една индуктивна реактивна компонента, която трябва да се компенсира с последователно включен капацитет (вж. раздел 19.4.1.5.). Най-големи трудности при изработването на силно скъсени вертикални автомобилни антени се срещат по отношение на механичното и електрическото изпълнение на удължителните бобини, особено за обхвата 80 m. Ако не се използува само честотата 3690 kHz, препоръчана за работа в превозни средства, индуктивността на L_v трябва да може да се изменя в известни граници, защото при описаните конструкции за обхвата 80 m широчината на пропусканата честотна лента е само 30 kHz. Ако трябва да се избегне изменението на индуктивността на L_v, горната част на излъчвателя може да се направи телескопична. Така се създава възможност да се изменя резонансната честота на антената чрез промяна на механичната ѝ дължина. За по-високочестотните любителски обхвати тази пръчковидна антена пропуска достатъчно широка честотна лента, така че в повечето случаи не е необходимо при смяна на обхвата да се донастройва резонансната честота в границите на съответния обхват.

Особени трудности се срещат при желание за работа в няколко обхвата. Механически най-прост и най-изгоден от електрическа гледна точка начин за това е да се сменя удължителната бобина (евентуално заедно с горната част на излъчвателя) при всяка смяна



Фиг. 28.7. Механично скъсен четвъртвълнов вертикален излъчвател (вж. табл. 28.1)



Фиг. 28.8. Спирална антена на покрива на автомобил

на обхвата. Известни са схеми за превключване, някои от тях с релета, но досега те не са получили разпространение.

28.2.2.4. *Скъсени вертикални антени с разпределена индуктивност (спирална антена)*

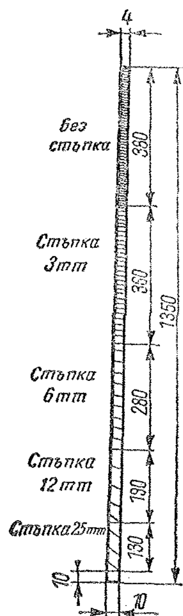
Ако навивките на една удължителна бобина се разпределят така по дължината на един излъчвател, че цялата антена да се състои само от една дълга бобина, даже при малка механична дължина на бобината се получава резонанс. Една спирална антена с плътно навити една до друга навивки и много малка обща дължина обаче има лоши излъчвателни свойства. Но ако бобината се разтегне така, че дължината ѝ да е от порядъка на един скъсен вертикален излъчвател, нейните качества са най-малкото равни на тези на един вертикален излъчвател с удължителна бобина. Днес могат да се намерят много подходящи тела за бобината (въдичарски пръти от фибростъкло, тръби от *полистирол* и PVC). Затова често една спирална антена е най-приемливата конструкция на автомобилна антена.

Ако навивките се разположат така, че в областта на големите токове да има само няколко навивки с голяма стъпка (навити под голям ъгъл) и ако този ъгъл се намалява постепенно към минимума на тока, по антената се получава синусоидално разпределение на тока. Това дава някои предимства в сравнение със също толкова дълга вертикална антена с удължителна бобина, разположена в центъра. Съпротивлението на излъчване на спиралната антена е около 1,6 пъти по-голямо. Нейното входно съпротивление също е малко по-голямо; същото се отнася и за широчината на пропускателната честотна лента. От друга страна, сравнително малкият диаметър на антенния проводник и голямата му дължина обуславят по-големи загуби в самия проводник.

Най-доброто място за монтиране на една спирална антена е покривът на колата, защото там влиянието на околната среда е най-малко и излъчвателят е разположен над сравнително голяма метална плоскост. Една такава спирална антена, която е лека и къса, има много по-добри излъчвателни свойства от вертикалната антена с централна бобина и със същата механична дължина, монтирана на бронята на автомобила.

На фиг. 28.8 е показана схематично една спирална антена, разположена над метална плоскост (покрив на автомобил). За измерване на резонансната честота долният край на антената трябва да се свърже към един гриддипметър чрез навивка за връзка. Броят на навивките на антената, необходим за постигане на резонанс, зависи от дължината на бобината, от стъпката на навивките и от диаметъра на бобината. По статични съображения се предпочитат конични носещи тела и навивките се навиват под изменящ се ъгъл. Затова едва ли е възможно данните за бобините да се пресметнат предварително.

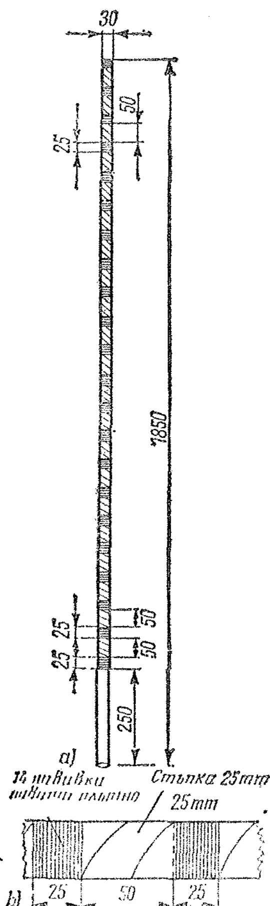
Както вече беше споменато, антената има най-добри излъчвателни свойства, ако в основата ѝ навивките са далеч една от друга и постепенно се сгъстяват към върха. Този начин на навиване не е лесен и затова по-често се използва стъпално изменяне на гъстотата на навивките, както е показано на фиг. 28.9 за една спирална антена за любителския обхват 15 m. В този случай бобината е навита върху прът от фибростъкло с дължина 1,35 m, чийто външен диаметър намалява от 10 mm в основата до 4 mm на върха. Върху най-долните 10 mm няма навивки, защото те се използуват за закрепване на пръта. Бобината започва с един участък с дължина 130 mm,



Фиг. 28.9. Вертикална спирална автомобилна антена за обхвата 15 m

върху който навивките са разположени на разстояние 25 mm една от друга. В следващите две секции стъпката на навивките се изменя на 12 mm, 6 mm и 3 mm и накрая в последния участък с дължина 380 mm навивките са разположени плътно една до друга. Върху пръта трябва да се съберат около 12,45 m лакиран меден проводник с диаметър 0,8 mm. Тази дължина на проводника е малко по-голяма от необходимата; съществува възможност при настройката част от излишния проводник откъм върха на антената да бъде отстранен, за да се получи настройка в резонанс. След настройката навивките се фиксират по местата си чрез подходящ лак или лепило. Тази антена пропуска честотна лента с широчина около 500 kHz — повече, отколкото е необходимо за обхвата 21 MHz.

При спиралната антена за обхвата 80 m се използува друг начин за навиване на бобината. Както е показано на фиг. 28.10, зоните с плътно навити една до друга навивки се редуват със зони, в които навивките са нарядко. Върху пластмасова тръба с външен даметър 30 mm и дължина 1,85 m се навиват около 37 m лакиран меден проводник с диаметър от 0,6 до 0,8 mm. Навивките заемат 1,60 m от дължината на тръбата и са навити по начина, показан на фиг. 28.10. Като тяло за бобината би била подходяща напр. водопроводна тръба от PVC. Настройката в резонанс и в този случай се извършва чрез развиване на навивки откъм върха на антената. Ако честотата трябва да се повиши, част от навивките се обвива с тясна лента от алуминиево фолио. Ако, обратно, ре-



Фиг. 28.10. Спирална антена за обхвата 80 m: a — общ вид, b — навивки върху част от антената

зонансната честота трябва да се понижи, вместо алуминиево фолио се използува феромагнитен материал, напр. магнетофонна лента. Излъчвателните свойства на вертикалната спирална антена стават толкова по-добри, колкото повече нараства нейната дължина.

28.3. Автомобилни антени за УКВ

На първо място радиолюбителят трябва да реши дали да използува антена с хоризонтална или с вертикална поляризация. Както е известно, напоследък в УКВ-обхватите се използуват почти изключително автомобилни антени с вертикална поляризация, докато в предишните години хоризонталната поляризация беше нещо като правило за любителския 2-метров обхват. Това преустройство се дължи преди всичко на наличието на многобройни радиорелейни станции за обхвата 2 m, които работят само с вертикална поляризация. Заради големите предимства, които предлагат тези ретранслатори, особено на автомобилните станции, използуващи обхвата 2 m, хоризонталната поляризация все повече остава на заден план.

28.3.1. Вертикално поляризирани автомобилни антени за УКВ

Изборът на мястото за монтиране на антената върху превозното средство може да се стори труден, защото, общо взето, важи правилото, че една отвесна пръчковидна антена трябва да се постави над свободна и голяма по площ метална повърхност. Следователно от електрическа гледна точка най-доброто място за антената би бил центърът на покрива на автомобила. По разбираеми причини трябва да се избягва пробиването на покрива на колата или друг подобен метод за закрепване. Както са показали опитите на производителите на автомобилни антени, покривът на колата съвсем не е най-изгодното място за монтиране на вертикална пръчковидна антена, която трябва да приема хоризонтално поляризирани ултракъси вълни. Измерванията са дали на пръв поглед противоречащия на теорията резултат, че една нормална автомобилна антена, която (както обикновено) се намира отстрани пред предното стъкло на около 10 cm от ръба на калника, отдава към приемника много поголямо напрежение на хоризонтално поляризирания УКВ-радиосигнал, отколкото същата антена, поставена в средата на покрива на колата. Това явление се обяснява с факта, че първоначално хоризонталните силови линии на полето в близост до металните ръбове се изкривяват така, че около вертикалната антена стават почти отвесни и по този начин до голяма степен съответствуват на неговата поляризация. Най-голямо прието напрежение е било постигнато при механична дължина на антената 3/8 λ.

Тези знания, натрупани в обхвата за УКВ-радиоразпръскване, могат без особени ограничения да се пренесат и в любителския обхват 2 m. Така че препоръчваното от производителите място за монтиране на автомобилните антени — отстрани пред предното стъкло — трябва да се приеме като най-доброто и за вертикалните антени за обхвата 2 m. Това означава по-нататък, че една обикновена телескопична автомобилна антена с успех би могла да бъде използувана и като излъчвател за обхвата 2 m.

Четвъртвълновият излъчвател, много популярен в обхата на късите вълни, няма особено значение като автомобилна антена за обхвата 2 m. Входното съпротивление на една такава антена е около 30 Ω и зависи силно от формата, дължината и вида на автомобилната каросерия. Ефективната височина е незначителна, често при съгласуването с коаксиален кабел се срещат трудности.

При работа в автомобил по-изгодно би било използуването на вертикален прът с дължина λ/2, защото той има по-добри приемни и излъчвателни качества. Заради специфичния режим на работа той обаче трябва да се захранва в края. Входното съпротивление е високо (>500 Ω), а изолаторът в основата на антената трябва да бъде с отлично качество (максимум на напрежението).

Пръчковидната антена с дължина 5/8 λ често се препоръчва като найефективната вертикално поляризирана автомобилна антена. Добрите резултати, постигнати с такава антена, се дължат преди всичко на нейната сравнително голяма ефективна височина.

От значение е и това, че тази антена има особено малък ъгъл на възвишение във вертикалната равнина. Чрез леко изменяне на дължината на антената активната компонента на входния импеданс може да доближи до 60 Ω. Така при използването на телескопична антена настройката е особено проста. Все пак при механична дължина на антената 5/8 λ съществува капацитивна компонента на входния импеданс, която трябва да бъде компенсирана чрез индуктивност (удължителна бобина). В зависимост от коефициента на скъсяване свободната дължина на един излъчвател с дължина 5/8 λ е от 1100 до 1200 mm и като такъв може да се използува обикновена телескопична автомобилна антена. Бобината в основата на антената има индуктивност приблизително 0,35 μH. Повече данни за тези автомобилни антени са дадени в раздел 25.1.3.

28.3.2. Хоризонтално поляризирани автомобилни антени за УКВ

Хоризонтално поляризираните автомобилни антени за УКВ трябва да имат кръгова диаграма на насочено действие в хоризонталната равнина, за да може съществуващите радиовръзки да остават стабилни при смяна на посоката на движение. Един полувълнов дипол напр. не удовлетворява това изискване, защото в неговата характеристика на насочено действие (с форма на осморка) има две изразени нулеви зони.

Кръглият вибратор, една разновидност на полувълновия дипол, изпълнява изискването за кръгова диаграма в хоризонталната равнина, но усилването му е с около 6 dB по-малко от това на правия полувълнов дипол в направлението на главния лъч. Въпреки това тази антена е много популярна, което може би се дължи на добрия външен вид. Кръговият дипол за обхвата 2 m е описан подробно в раздел 25.2.1.

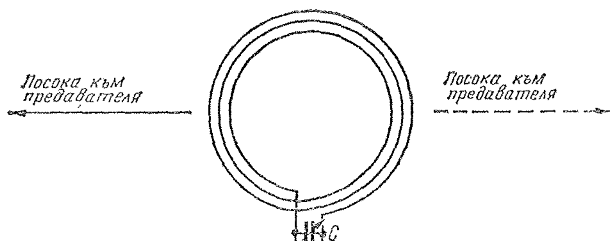
За да се избегне гама-съгласуването, необходимо за един обикновен кръгов дипол, и за да се получи по-стабилна механична конструкция, често автомобилната антена за обхвата 2 m се изработва като шлейфвибратор. Това става лесно, като се огъва в кръг един обикновен шлейфвибратор. Краищата на дипола не трябва да се доближават на повече от 50 mm. Входното съпротивление на обикновения кръгов дипол е точно 50 Ω, затова при един кръгов шлейфвибратор може да се очаква 4 пъти по-голямо входно съпротивление (200 Ω). Ако трябва да се получи точно съгласуване към лентов кабел с вълново съпротивление 240 Ω, шлейфвибраторът трябва да се изработи от различно дебели тръби (вж. раздел 4.1.). Тъй като е нужен коефициент на трансформация приблизително 1 : 5, от фиг. 4.4 се получава отношение на диаметрите d_2/d_1, равно на 2, при отношение на разстоянието D към диаметъра d_2, равно на 9 (фиг. 4.3). Огънатият шлейфвибратор може да се захрани и чрез коаксиален кабел, ако се използува полувълнов симетриращ шлейф (вж. раздел 7.5.).

Пречупеният в средата шлейфвибратор не е така елегантен на външен вид. Неговите излъчвателни качества обаче са по-добри. Това се вижда от диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина, показана на фиг. 25.11. Тази антена е описана подробно в раздел 25.2.2. Тя може да бъде изработена и като обикновен огънат полувълнов дипол, захранван чрез гама-съгласуващ елемент и коаксиален кабел.

Заслужават внимание и други хоризонтално поляризирани ненасочени излъчватели: антена „малтийски кръст“ (раздел 25.2.5.), „голямото колело“ (раздел 25.2.6.). Заради големите трудности при механичното изработване такива антени се използуват само в изключителни случаи.

Често се използуват и малогабаритни насочени автомобилни антени за обхвата 2 m. Това става при звездообразните походи и при други автомобилни състезания. Добра работа е показала на практика и антената *HB9CV*, описана в раздел 22.1.2.

За всички хоризонтално поляризирани автомобилни антени се препоръчва да бъдат монтирани поне на 75 cm над покрива на автомобила. Няма значение къде ще бъде закрепена носещата мачта.



Фиг. 28.11
Пръстеновидна рамкова антена, ориентирана за приемане на максимален сигнал от предавателя

28.4. Антени за «лов на лисици»

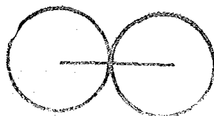
При провеждане на състезания по „лов на лисици" са нужни пеленгаторни антени, които позволяват еднозначно определяне на посоката на приемане.

Състезания и първенства по „лов на лисици" се провеждат в обхватите 80 m и 2 m. Докато при „лов на лисици" в обхвата 2 m може да се работи с обикновени Яги-антени, за обхвата 80 m са необходими специални пеленгаторни антени.

28.4.1. Пеленгаторни антени за обхвата 80 m

За „лов на лисици" в обхвата 80 m се използуват изключително рамкови антени или феритни антени. И двата типа антени реагират на магнитната компонента на електромагнитното поле; те се наричат също магнитни антени.

Една рамкова антена, пригодена за пеленговане, в най-простата си форма се състои от въртяща се рамка, по обиколката на която са навити определен брой навивки от проводник. Оста на въртене е ориентирана вертикално. Рамката има форма на квадрат, пръстен или многоъгълник. Антената се представя като голяма бобина, чиито размери, отнесени към дължината на работната вълна, са много малки. Магнитната компонента на електромагнитното поле индуцира в нея напрежение, което е максимално, ако рамката на антената е успоредна на посоката на разпространение на електромагнитните вълни. Ако равнината на рамката е перпендикулярна на посоката към предавателя, приетото напрежение е минимално. На фиг. 28.11 е показана една пръстеновидна рамкова антена, ориентирана за приемане на максимално напрежение от предавател, разположен по посока на стрелката. Приема се сигнал и когато предавателят е разположен в точно обратната посока (начертана с прекъснати линии). Диаграмата на насочено действие на тази антена е начертана още веднъж на фиг. 28.12. Рамката е начертана при поглед отгоре. Характеристиката има формата на осморка (както тази на полувълновия дипол), но с тази съществена разлика, че нулевите зони на рамковата антена не се намират по посока на оста, а в направление, перпендикулярно на равнината на рамката.



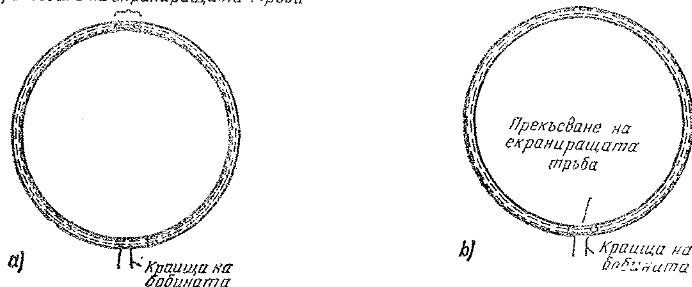
Фиг. 28.12. Диаграма на насочено действие на рамкова антена с размери, много по-малки от дължината на приеманата вълна

Ефективната височина на една пеленгаторна рамкова антена зависи от площта на рамката A (в cm^2) и се определя по формулата

$$H_{eff}=\frac{2\pi nA}{h}, \qquad (28.12)$$

където H_{eff} е в m, h — в m, а $2\pi=6{,}28$.

Така напр. ефективната височина на една рамкова антена с диаметър 0,26 m и 5 навивки възлиза само на 0,021 m = =21 mm (рамковата антена на приемника за „лов на лисици" в обхвата 80 m „*Гера I*"). Напрежението U_r, индуктирано в рамката, е много малко. Чрез настройка на рамковата антена в резонанс (с кондензатора C, фиг. 28.11) от нея може да бъде отнето резонансно напрежение U_{res}, което е Q пъти по-голямо от U_r:



Фиг. 28.13. Пръстеновидни рамкови пеленгаторни антени с електростатичен екран: *a* — прекъсване на екраниращата тръба срещу точките на захранване, *b* — прекъсване на екраниращата тръба в точките на захранване

$$U_{res} = U_r . Q. \tag{28.13}$$

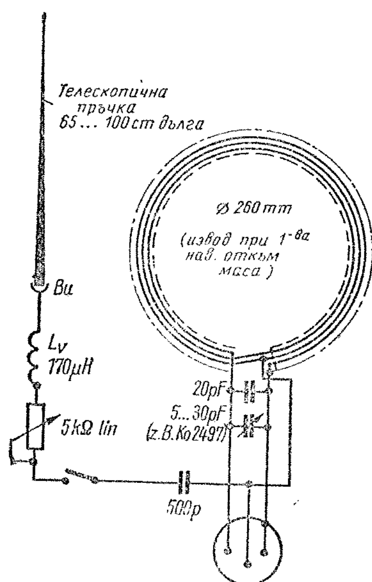
Съпротивлението на излъчване на антените за „лов на лисици" също е извънредно ниско; то възлиза на

$$R_s = 640\pi^4 \left(\frac{nA}{\lambda^2}\right)^2 . \tag{28.14}$$

За подобряване на насоченото действие на магнитните антени те се обвиват с електростатичен метален екран. Затова при пръстеновидните антени навивките се поставят в медна или алуминиева тръба. Тази екранираща тръба не бива да образува метална навивка, свързана на късо. Както е показано на фиг. 28.13, прекъсването на екранировката трябва да се прави или директно в точките на захранване (фиг. 28.13*a*), или точно на срещуположната страна на пръстена (фиг. 28.13*b*). Самите навивки, които преминават през тръбата, не трябва да се прекъсват; те образуват непрекъсната кръгла бобина. От нея навън са изведени само двата края. Към тях се свързва променливият кондензатор.

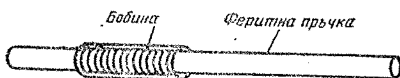
В съвременните приемници за „лов на лисици" вече се използуват само транзистори, които, както е известно, имат малко входно съпротивление. Затова високоомният кръг на рамковата антена трябва да се съгласува към нискоомния вход на транзистора. Това става или чрез отделна навивка за връзка, или като се направи извод от част от навивките на бобината на рамковата антена; към този извод се включва транзисторното входно стъпало.

Рамковите антени от този тип са с добри качества за пеленговане, но определената с тях посока на предавателя може да се отличава от действителната с точно 180°. От диаграмата на насочено действие, показана на фиг. 28.12, се вижда, че тя е с два минимума и два максимума, които не позволяват точно да се определи посоката на предавателя. Еднозначно определяне на посоката е възможно, ако двустранната диаграма на насочено действие на рамковата антена се превърне в едностранна, напр. с формата на кардиоида. За определяне на посоките е необходима една допълнителна антена, която отнема от електрическото поле напрежение, съвпадащо по размах и фаза с напрежението, индуктирано в рамковата антена от магнитното поле. Ако двете напрежения се наложат, характеристиката на насочено действие на комбинираната антена променя формата си от осморка на кардиоида със само една нулева зона. Така става възможно еднозначното определяне на посоката на предавателя. Допълнителната антена е един вертикален прът с електрическа дължина $\lambda/4$. За да се получи четвъртвълнов резонанс с помощта на антена с дължина от около 1 m, тя се снабдява със съответната удължителна бобина L_v. Размахът на напрежението, подавано от допълнителната антена, се регулира с помощта на въглеродослоен потенциометър, включен последователно във веригата. На фиг. 28.14 е показана принципната схема на пеленгаторна рамка с помощна антена за „лов на лисици".

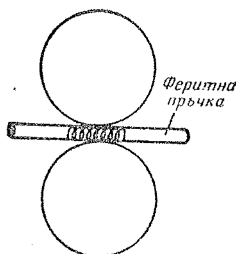


Фиг. 28.14. Принципна схема на пеленгаторна рамка с помощна антена, използувана за „лов на лисици" в обхвата 80 m

По-често вместо донякъде неудобните рамкови антени при „лов на лисици" в обхвата 80 m се използуват феритни антени. Те са значително по-малки по размери. Както е показано на фиг. 28.15, една феритна антена се състои от феритна пръчка, върху която е навита бобина. Обикновено продаваните феритни пръчки имат диаметър от 8 или 10 mm. Дължината им е от 65 до 200 mm. Оптималното отношение дължина/диаметър е от 16 до 20. Особено подходящ феритен материал за антени за „лов на лисици" е *Manifer* 240, неговите най-добри качества се проявяват в честотния обхват от 2 MHz до 6 MHz. Той се произвежда на феритни пръчки с диаметър 10 mm и дължина 160 и 200 mm. *Manifer* 240 има начален пермеабилитет $\mu_A = 120 \pm 20\%$.



Фиг. 28.15. Феритна антена



Фиг. 28.16. Диаграма на насочено действие на феритна антена

Положението на бобината върху феритната пръчка има значение за качествения фактор на кръга и за ефективната магнитна проницаемост. Затова като правило тя не се поставя в средата на пръчката, а малко настрани (фиг. 28.15). Между бобината и феритната пръчка има изолационна прокладка с дебелина около 1 mm. По-късно чрез изменение на разположението на бобината се извършват някои донастройки. Броят на навивките на бобината при зададена индуктивност L с достатъчна точност може да се изчисли по формулата

$$n = k . \sqrt{L}, \qquad (28.15)$$

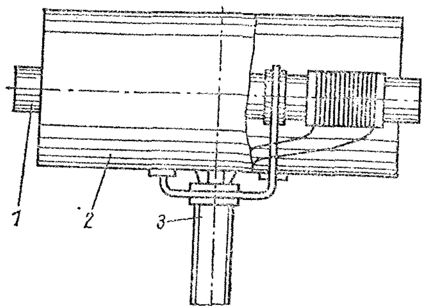
където k е коефициент на феромагнитния материал (винаги се посочва от производителя), а L е индуктивността в μH. Използуват се еднослойни цилиндрични бобини от високочестотен многожичен меден проводник.

Ефективната височина на една феритна антена се пресмята по формулата

$$H_{eff} = \frac{2\pi n q}{\lambda} \mu_{eff}, \qquad (28.16)$$

където n е броят на навивките на бобината, q е напречното сечение на феритната пръчка в mm², μ_{eff} е ефективната магнитна проницаемост на феритния материал, а λ — дължина на вълната в m.

Диаграмата на насочено действие на феритната антена има също известната форма на осморка, при което двата минимума на приемане са разположени по направление на оста на феритната пръчка (фиг. 28.16). Макар че при сравнение с диаграмата на насочено дей-



Фиг. 28.17. Въртяща се феритна антена с електростатичен екран: *1* — феритна пръчка, *2* — екраниращ цилиндър, *3* — ос на въртене

ствие на рамковата антена може да се приеме, че нулевите зони в двата случая са изместени на 90°, това не е така, защото не трябва да се разглежда положението на рамката, съотв. на феритната пръчка, а само положението на бобината. Тогава се вижда, че и в двата случая нулевите зони са разположени по посока на оста на бобината.

При феритните антени насоченото действие също се подобрява чрез електрическа екранировка. Тя се състои от един тънкостенен цилиндър, който трябва да бъде снабден с надлъжен процеп, за да не образува навивка на късо. Електростатичната екранировка на една феритна антена е показана на фиг. 28.17.

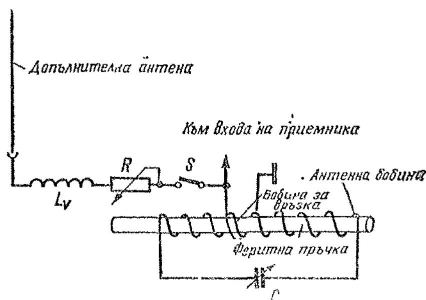
По отношение на чувствителността и насоченото действие феритната антена отговаря на една пръстеновидна рамкова антена с диаметър, равен на дължината на феритната пръчка. Тъй като произвежданите феритни пръчки имат дължина най-много 20 cm, чувствителността на феритните антени е ограничена.

Този недостатък — малко по-малката чувствителност — напълно се компенсира от компактните размери и незначителните разходи при изработването на феритните антени.

На фиг. 28.18 е показана принципната схема на една феритна пеленгаторна антена с помощна антена за определяне на посоката на приемане. Антенната бобина, поместена върху феритната пръчка, образува заедно с кондензатора *C* един трептящ кръг, който може да се настрои на честотата на „лисицата" в обхвата 80 m. При диаметър на феритната пръчка 10 mm бобината има от 25 до 30 навивки от лицендрат. Променливият кондензатор изменя стойността си от 6 до 30 pF. Бобината за връзка има 2 навивки. Единият ѝ край е свързан към масата на приемника, съотв. към непоказания на схемата екраниращ цилиндър. Вторият край на бобината през разделителен кондензатор се свързва към базата на входния транзистор. Към този край на бобината за връзка е свързана и помощната антена (през въглеродослоен потенциометър *P* и удължителната бобина L_v). L_v често липсва, *P* е линеен потенциометър с типична стойност 10 kΩ (не е критична). Превключвателят отпада, ако помощната антена се включва с щепсел. Като помощна антена може да се използува с успех съответно обработена спица от велосипедно колело. В радиолюбителската литература могат да се намерят подробни описания на приемници за „лов на лисици" с рамкови и феритни антени.

28.4.2. Пеленгаторни антени за «лов на лисици» в обхвата 2 m

Досега не са станали известни специални пеленгаторни антени за „лов на лисици" в обхвата 2 m, защото съществува достатъчно голям избор от обикновени насочени антени за обхвата 2 m, които могат да изпълнят всички желания по отношение на степента на насоченост и чувствителността. Преобладават хоризонтално поляризирани Яги-антени с три елемента. Рядко се използуват антени с повече елементи.



Фиг. 28.18. Принципна схема на феритна пеленгаторна антена с помощна антена

Такива къси Яги-антени са описани в раздел 22.2. Понякога любителите се задоволяват с обикновени двуелементни конструкции, включително и със специалните модели на антената *HB9CV* (вж. раздел 22.1.) и на двойния квадрат (вж. раздел 27.3.). Не са нужни помощни антени за определяне на посоката на предавателя, защото изброените антени са еднопосочни.

За съжаление неудобните по форма Яги-антени могат да пречат на състезателя по „лов на лисици" по време на състезания, напр. при преминаване през храсталаци. Затова се търсят компактни модели, при които поне механичната широчина на антената е по-малка. Първата стъпка по този път беше използването на двойния квадрат, който има двойно по-малка широчина от една Яги-антена, но за сметка на това е с по-голяма височина и изисква по-сложни системи за закрепване.

Със съвременните транзистори могат да бъдат изработени много чувствителни приемници за „лов на лисици" в обхвата 2 m и затова усилването на антената придобива второстепенно значение. На първо място при избора на антена винаги се поставя степента на насоченост. Изхождайки от тази констатация, би могло да се използват силно скъсени, спирални елементи. Както е известно, при това съответно намалява усилването на антената, но степента на насоченост се запазва почти напълно. За такива скъсени пеленгаторни антени за обхвата 2 m биха могли да бъдат използвани конструкции, подобни на показаните на фиг. 17.7, като бобините се навиват направо върху къси пластмасови тръбички. В тази насока любителите на експериментите биха могли да намерят още някои възможности за подобряване на пеленгаторните антени за обхвата 2 m.

29. Антени за радио- и телевизионно приемане

В радиоразпръскването се използува амплитудна (АМ) и честотна (ЧМ) модулация. Радиопредаванията на дълги, средни и къси вълни са амплитудно модулирани. В обхвата на УКВ се използува честотна модулация.

В I район (Европа, азиатската част на СССР и Африка) съществува следното честотно деление:

Дълги вълни	150 . . . 285 kHz (ексклюзивен участък 160 . . . 255 kHz)
Средни вълни	525 . . 1605 kHz
Къси вълни	5950 . . . 6200 kHz (обхват 49 m)
	7100 . . . 7300 kHz (обхват 41 m)
	9500 . . . 9775 kHz (обхват 31 m)
	11700 . . . 11975 kHz (обхват 25 m)
	15100 . . . 154500 kHz (обхват 19 m)
	17700 . . . 17900 kHz (обхват 16 m)
	21450 . . . 21750 kHz (обхват 13 m)
	25600 . . . 26100 kHz (обхват 11 m)

Честотно модулирани сигнали за радиоразпръскване се излъчват в два обхвата:

87,5 . . . 100 MHz
(II обхват според CCIR)
66 . . . 73 MHz
(стандарт на OIRT)

В социалистическите страни за радиопредавания на УКВ се използува предимно стандартът на OIRT. Изключение правят ГДР и СФРЮ (стандарт CCIR) и Полша (използуват се и двата стандарта). Всички предаватели на останалите европейски страни работят по стандарта на CCIR.

Съществуват различни норми при разпределението на каналите за телевизионно разпръскване. В Европа съществуват един сравнително нискочестотен обхват (от порядъка на 50 MHz) и един обхват с по-висока честота (от порядъка на 200 MHz). В приложенията е дадено разпределението на телевизионните канали по всички европейски стандарти.

В I район за телевизионни предавания в IV и V обхват е определен честотния диапазон 470 . . . . 855 MHz, в който са поместени 68 телевизионни канала.

29.1. Разпространение на амплитудно модулираните радиосигнали

За да се получи по-пълна представа за възможностите за приемане на радиопрограми, тук ще бъдат допълнени сведенията за разпространението на радиовълните, дадени в раздел 2. Това се отнася особено за късите вълни, в които 8-те обхвата за радиоразпръскване имат различни характерни особености.

29.1.1. Разпространение на късите вълни

Както вече беше казано в раздел 2.3., най-голямо значение за разпространението на късите вълни има пространствената вълна. Решаващо значение има състоянието на йоносферата и то определя зоната на покритие на един късовълнов радиопредавател. Късовълновите радиосигнали се отразяват главно от слоя *F*. През дневните часове се използуват вълните в обхватите от 10 до 25 m (от 30 MHz до 12 MHz), защото вследствие на слънчевите лъчения йонизацията на атмосферата е максимална.

Най-добри условия за приемане на късовълнови радиопрограми през деня съществуват в обхватите 11 m, 13 m, 16 m и 19 m. Привечер най-подходящи са обхватите 25 m и 31 m. Най-добро далечно приемане нощем осигуряват обхватите 41 m и 49 m, защото по това време вече се е образувал поглъщащият слой *D*, но йонизацията на по-високо разположените слоеве на йоносферата все още е достатъчна за отражение на сигналите от тези два обхвата. Обхватите 41 m и 49 m са подходящи за приемане на програмите на европейските радиостанции и през деня и затова практически всички радиоприемници с къси вълни имат възможност да приемат поне 49-m радиопредавания.

Тези най-общи съображения не са естествено някакво твърдо правило, защото йоносферата е подложена на непрекъснати промени в зависимост от цикъла на слънчевата активност, годишното време и часа на денонощието (вж. раздел 2.1.3.). Известно значение има и географското местоположение на приемния пункт.

Поляризацията на късите вълни се променя при преминаването им през йоносферата. Една линейно поляризирана вълна напуска йоносферата поляризирана вече елиптично или кръгово (вж. раздел 1.1.7.). Следователно няма особено значение дали приемната антена ще бъде поляризирана хоризонтално или вертикално. Обикновено се предпочита хоризонталната поляризация, защото при нея влиянието на земната повърхност не е така силно изразено, както при вертикалните антени. Освен това местните индустриални, а също така и атмосферни смущения са поляризирани предимно вертикално, така че нивото на смущаващите сигнали, приети от една хоризонтално поляризирана антена, общо взето, е по-малко.

29.1.2. Особености при разпространението на средните вълни

Вълните от средновълновия обхват денем се поглъщат много силно от слоя *D* и не могат да се отразят от погорните слоеве на йоносферата. Следователно през деня зоната на покритие на предавателя съвпада със зоната на разпространение на директната вълна. Директната вълна следва естествената кривина на земята; зоната на разпространение на директната вълна е толкова по-голяма, колкото по-добра е проводимостта на почвата. Най-слабо е затихването на сигнала при разпространение над водна повърхност. Освен това затихването на директната вълна е толкова по-голямо, колкото по-малка е дължината на работната вълна.

След залез слънце поглъщащият слой *D* се разпада бързо и средните вълни могат да се разпространяват и като пространствени вълни. Затова привечер и нощем изборът от средновълнови радиостанции, приемани в дадено място, е много голям. Мощните средновълнови предаватели могат да бъдат чути на разстояния до 4000÷÷5000 km. В ранните сутрешни часове, когато големите европейски предаватели прекъсват излъчването на програмата си, могат да бъдат приети понякога и програми на отвъдокеански радиостанции.

Общо взето, възможностите за далечно приемане на средновълнови радиосигнали през зимата са по-добри, отколкото през лятото, защото през зимата намалява йонизацията на поглъщащия слой *D* и освен това нивото на атмосферните смущения е по-ниско.

В една определена зона, започваща приблизително на разстояние 60 km от предавателя, директната и пространствената вълна се срещат с различно и изменящо се фазово положение. В зависимост от моментната фазова разлика на двата сигнала в мястото на приемане се получава най-често периодично усилване и отслабване на приетия сигнал *(фадинг)*. Често то е свързано и с големи изкривявания на приетия сигнал, които не могат да бъдат отстранени от системата за автоматично регулиране на усилването в приемника. Тези фадингови явления липсват при премане на сигнал от далечни радиостанции, защото тяхната директна вълна затихва напълно или е с толкова малко ниво, че не може да се получи интерференция с пространствената вълна.

29.1.3. Особености при разпространението на дългите вълни

Условията за разпространение на дългите вълни са почти независими от слънчевата активност и годишното време. Съществува единствено слабо изразено влияние от часа на денонощието, като нощем приемането е малко по-добро, отколкото през деня.

Директната и пространствената вълна съществуват едновременно през цялото денонощие. Дългите вълни, навлизащи под голям ъгъл в йоносферата, се отразяват от нея, но едновременно с това затихват много силно. За да се получи многократно отражение, е необходима голяма мощност на предавателя. Големите мощности на предавателите осигуряват голяма зона на покритие независимо от състоянието на йоносферата. Дългите вълни могат да бъдат приети и под водна повърхност (напр. от потопени подводници). Дълбочината, на която се разпространяват дългите вълни под водата, е около 10 m. Приемането на дългите вълни през летните месеци се влошава силно поради атмосферните смущения. Затова в тропическите райони дългите вълни не могат да се използват за нуждите на радиоразпръскването.

29.2. Радиоприемни антени за къси, средни и дълги вълни

Излъчваният сигнал на средновълновите и дълговълновите радиопредаватели е поляризиран винаги вертикално. Той се приема обикновено с несиметрични антени, чийто втори полюс се образува от Земята. Двата обхвата се простират от 200 до 2000 m и затова не е възможно да се използва антена, настроена в резонанс с дължината на вълната. Ето защо антените за дълги и средни вълни винаги са твърде покъси от дължината на вълната. При много малко съпротивление на излъчване входното съпротивление е приблизително равно на капацитивното съпротивление, което се получава от капацитета на антената (антенен проводник спрямо земя) и честотата на приемания сигнал. За да се получи достатъчно голямо напрежение на входа на приемника, трябва входното съпротивление на приемника да бъде възможно най-голямо. Като ориентировъчна стойност на входното съпротивление на приемника в обхвата на дългите и средните вълни може да се приеме 2500 Ω. Не е възможно да се постигне съгласуване, защото не се удава напасването на честотно зависимото капацитивно съпротивление на антената към едно чисто активно съпротивление за целия честотен обхват.

29.2.1. Външни антени

Външната антена е единственият вид антена, чиято приемна част е разположена предимно в несмущаваното поле на предавателя и най-често — извън смущаващото поле на електрическите инсталации. Ако напрегнатостта на полето на няколко метра над покрива се приеме за 100%, според измерванията на *Moebes* тя спада на

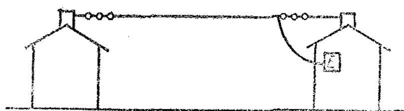
70 . . . 80% на тавана
50% на II етаж,
20% на I етаж,
5 . . . 10% на партера,
3 . . . 5% в мазето.

Затова от една вътрешна антена може да се очаква само част от съществуващия в мястото на приемане сигнал. Към това трябва да се прибави и фактът, че вътрешните и временните антени почти винаги се намират в близост до електрическите инсталации на къщата и приемат от тях смущаващи напрежения.

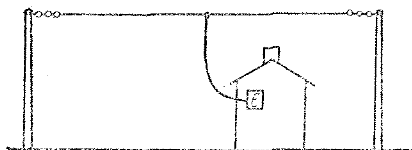
Голямата чувствителност на съвременните радиоприемници и повишената мощност на радиопредавателите позволяват сравнително добро приемане даже и с помощни антени. Нарастващите желания за повече радиопрограми и за приемане без смущения налагат въпреки това понякога да се използват външни антени.

29.2.1.1. *Г-образни и Т-образни антени за средни и дълги вълни*

Г-образната антена по конструктивни съображения е най-често използваната еднопроводна жична приемна антена за дълги и средни вълни. Тя се състои от един хоризонтален или



Фиг. 29.1. Г-образна антена



Фиг. 29.2. Т-образна антена

наклонен проводник, окачен с изолация в двата края към две възможно най-високи опорни точки. В единия край се прави отвод към приемника (фиг. 29.1). Няма установени норми за дължината и височината на монтиране на такива антени. Единственото валидно правило е „възможно най-високо, възможно най-далеч от околните предмети, не твърде къса". Трябва да се избягва близостта на останалите свободно висящи проводници и по-големи метални предмети; където това не е възможно, би трябвало поне антената да се разполага перпендикулярно на останалите проводници. В зависимост от условията на местността дължината на антената може да бъде между 15 и 30 m. Антената се изработва от обикновен многожичен меден проводник с диаметър от 1,5 до 3 mm. Кръглите едножични проводници със същия диаметър са равностойни по електрически параметри, но не са така гъвкави.

Стоманените проводници, покрити с мед, са особено здрави на скъсване. Могат да се използуват изолирани едно- и многожилни проводници; изолацията няма забележимо отрицателно въздействие върху качествата на антената. Могат да се използуват всички проводници, които са достатъчно здрави и устойчиви срещу корозията. Не се допуска диаметър на проводника, по-малък от 1 mm, защото такива антени са опасни за птиците.

Хоризонталната част на антената най-често се изолира от опорните точки чрез яйцевидни изолатори. Те трябва да се монтират така, че да се натоварват не на опън, а на натиск.

Друга известна външна антена е *Т*-образната антена (фиг. 29.2). Тя се различава от *Г*-образната само по това, че изводът към приемника е разположен не в края, а в средата на хоризонталната част на антената. Няма съществени различия нито в начина на действие, нито в ефективността на двата вида антени.

Също така не е необходимо отвесният извод към приемника да се свързва точно в геометричната среда на хоризонталната част на антената.

Г-образните и *Т*-образните антени за дълги и средни вълни, разбира се, могат да бъдат използувани с голям успех и като приемни антени за къси вълни. Всички външни антени трябва да бъдат снабдени със средства за гръмозащита, отговарящи на съответните норми.

29.2.1.2. *Г-образна приемна антена с ниско ниво на шума*

Външните антени, които са монтирани на голяма височина над областта на местното смущаващо поле, също могат да приемат силни смущения чрез антенния отвод. В такива случаи значително намаляване на нивото на смущенията може да се постигне с използуването на схемата, показана на фиг. 29.3. Трансформаторът T_1, включен откъм антената, трансформира нейния входен импеданс в отношение 5 : 1, така че захранващата линия, свързана към вторичната намотка, е натоварена приблизително с вълновото си съпротивление. Използувана е усукана двупроводна линия или многожични двужилни проводници с гумена изолация (каквито се използуват за мрежови шнурове). Вълновото съпротивление на една такава линия е около 50 Ω. Тя приема от околната област със смущаващо поле само незначителни смущаващи напрежения.

Трансформаторът T_2, включен откъм приемника, повишава обратно импеданса на захранващата линия. Изводите на вторичната намотка позволяват оптимално съгласуване към входното съпротивление на приемника, което в обхвата на дългите и средните вълни е около 2500 Ω.

Между първичната и вторична намотка на всеки трансформатор е поставен електростатичен екран; той допринася за намаляване на нивото на приеманите смущения, като отслабва вредната капацитивна връзка между намотките.

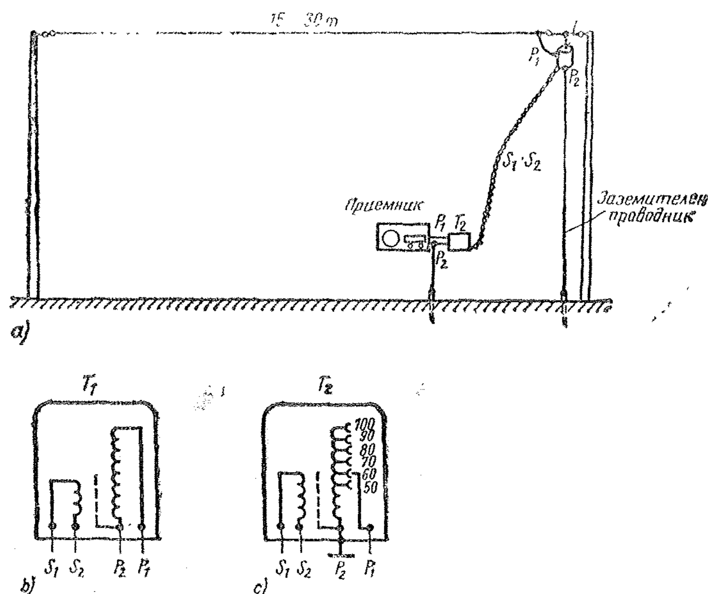
Трансформаторите са навити върху тела с диаметър 50 mm и са поставени в екраниращи кутии с диаметър най-малко 100 mm. Удобни са кутии от боя, изработени от бяло тенеке. Всички бобини са навити от лакиран меден проводник с диаметър 0,4 mm.

При трансформатора T_1 върху тялото първо се навиват 100 нав. Следва електростатичният екран, който се състои от лента с широчина 25 mm, изрязана от тънка месингова ламарина. Дължината на лентата се подбира така, че двата ѝ края да отстоят поне на 3,5 mm (месинговата ламарина не бива да представлява навивка на късо). Екранът се свързва със заземения край на бобината P_2. Под и над екрана може да се постави един слой изолационна хартия, която предпазва намотките. Вторичната намотка (с около 20 нав.) се навива над средата на екрана. Екраниращата кутия на T_1 не се заземява.

При изработването на трансформатора T_2 (фиг. 29.3с) първо се навива вторичната намотка S_1—S_2 (с около 20 нав.). Следва електростатичният екран. Първичната намотка, която е разположена отгоре, има също 100 нав. и според скицата е снабдена с няколко извода. Началото на намотката P_2 е свързано с екрана, екраниращата кутия, заземителния проводник и буксата „земя“ на приемника. P_1 е свързан към извода „антена“ на приемника. При настройката се избира някой слаб далечен предавател и P_1 се свързва към този извод на намотката, който осигурява получаването на най-силен сигнал. Трансформаторът T_2 трябва да се разположи възможно най-близо до входа на приемника.

29.2.1.3. *Вертикални пръчковидни външни антени с екраниран антенен отвод*

При висококачествените антенни системи, особено при колективните анте-



Фиг. 29.3. Г-образна антена с ниско ниво шума; *a* — механична конструкция, *b* — схема на трансформатора T_1, *c* — схема на трансформатора T_2

ни, антенният отвод се изработва от екраниран проводник. Това гарантира, че от областта със смущаващо електрическо поле, най-силно близо до земната повърхност в гъсто застроените градски райони, няма да бъдат приети никакви или ще се приемат само незначителни смущения. Ако антенният проводник се намира на голяма височина, т. е. извън областта на местното смущаващо поле, отношението на полезното напрежение към напрежението на смущаващия сигнал (означавано като отношение сигнал/шум) е много голямо. За съжаление и с такива антени не може да се намали нивото на атмосферните смущения.

Антената с екраниран антенен отвод най-често се състои от един вертикален антенен прът с дължина 3 m, който в основата си е изолиран от носещата конструкция. На върха на пръта е поставена обикновено защитна сфера, която намалява пращенето при приемане на радиопрограмите. Това пращене се предизвиква от атмосферните искрови и корониращи разряди, особено силни през знойните летни дни. В основата на антенния прът се намира един искров разрядник, който отвежда свръхнапреженията. Антената може да се използва като приемна антена за дълги, средни и къси вълни.

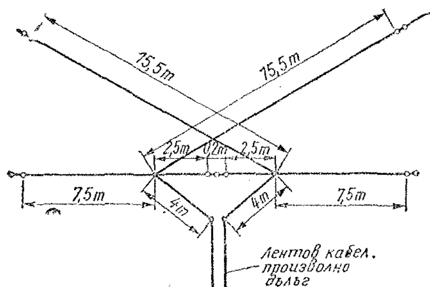
Свободната дължина на антенния проводник е 3 m и антената даже в обхвата на късите вълни е далеч от четвъртвълновия резонанс. Това означава, че във всички обхвати тя има голямо капацитивно реактивно съпротивление. Ако към такава антена се включи направо един коаксиален кабел, би се получил капацитивен делител на напрежение, състоящ се от капацитета на антената (около 30 pF) и капацитета на кабела (около 80 pF), в резултат на което само много малка част от антенното напрежение ще бъде на разположение в долния край на кабела. Затова е необходимо голямото реактивно съпротивление в точките на захранване на антената да се понижи с подходящ трансформатор. Използуват се широколентови трансформатори с възможно най-малък капацитет на намотките, навити във феритни топфкерни. Тъй като входът на радиоприемниците не е пригоден за включване на коаксиален кабел, трябва в края на кабела, откъм приемника, да се включи още един трансформатор, който да съгласува вълновото съпротивление на кабела към входното съпротивление на приемника. Трансформаторите за дълги и средни вълни не са подходящи при приемане на къси вълни. Когато се придава особена стойност на качественото приемане на късовълнови радиопрограми, трябва да се използува отделна двойка трансформатори без феритна сърцевина.

Полезното напрежение, което достига до входа на приемника, е много малко. Това се дължи на малката дължина на антената и на загубите в трансформаторите и антенния отвод. Тъй като обаче в същото време отношението сигнал/шум е голямо, може напълно да се използува голямата чувствителност на съвременните радиоприемници. Но самото предимство на една такава антенна система — голямото отношение сигнал/шум — днес трудно може да се използува, защото, с изключение на няколко специални приемници, почти всички съвременни битови радиоприемници се произвеждат с вградена неизключваема феритна антена, която приема всички смущения от околността.

29.2.1.4. *Широколентови късовълнови приемни антени*

Всички обикновени *Г*- и *Т*-образни антени за дълги и средни вълни могат да се използуват с добър успех и за приемане на сигнали от късовълновия обхват. При това обаче трябва да се има пред вид, че по-дългите проводникови антени, които в обхвата на средните вълни все още имат почти кръгова диаграма на насочено действие, в обхвата на късите вълни вече имат изразено насочено действие.

Много подходящ за приемане на късовълнови радиосигнали е двойният дипол на *DM2ANM*, който пропуска честотната лента от 2 до 26 MHz. Тази антена е почти с кръгова диаграма на насочено действие и може да бъде свързана към приемника с произволно дълъг лентов кабел с вълново съпротивление 240 Ω (фиг. 29.4). Дължините на клоновете на дипола са подбрани така, че резонансните честоти на отделните диполи се припокриват. Двете жила на лентовия кабел в точките



Фиг. 29.4. Широколентов двоен дипол за приемане на късовълнови програми

на захранване са раздалечени, за да се получи съгласуване (вж. раздел 6.1.). Ъглите на разтвора на отделните клонове на диполите не са критични и трябва да се избират в зависимост от местните условия.

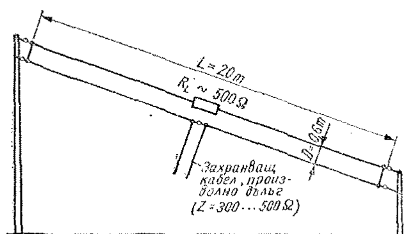
Изтъкват се добрите качества и на приемната антена *T2FD* (вж. раздел 12.2.). Тя е апериодична антена и има много широка пропускана честотна лента, която обхваща всички късовълнови обхвати. При това тя няма изразени максимуми и нулеви зони в диаграмата на насочено действие и може да се използува и за приемане на дълги и средни вълни. Тъй като входното съпротивление на радиоприемниците в обхвата на късите вълни е от порядъка на 600 Ω, съществува даже и съгласуване, защото входното съпротивление на антената *T2FD* в зависимост от товарния резистор R_L възлиза на 300 до 600 Ω. Не се поставят никакви изисквания по отношение на номиналната мощност на товарния резистор. Използува се обикновен слоест резистор за УКВ.

На фиг. 29.5 са показани най-изгодните размери на антената *T2FD* за работа като приемна антена за къси вълни (широчина на пропусканата честотна лента от 5 до 25 MHz). Други подробности по отношение на електрическата схема и механичната конструкция на антената могат да се намерят в раздел 12.2.

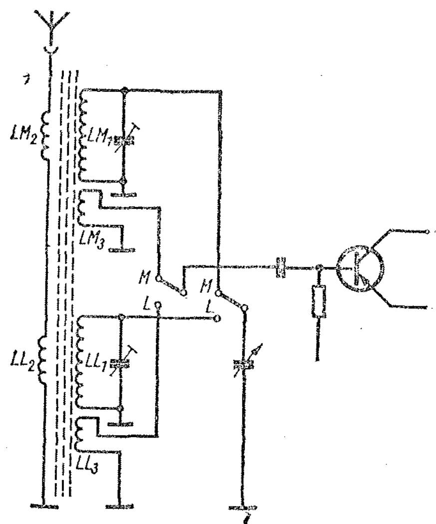
29.2.2. Феритни пръчковидни антени

Феритната пръчковидна антена е директен потомък на рамковата антена. Рамковата антена имаше известно значение в първите години на радиоразпръскването и се срещаше при тогавашните преносими приемници и при някои стационарни домашни радиоприемници. С разработването на феромагнитни материали с малки загуби, пригодни за висока честота, рамковата антена беше изместена от феритната антена. Феритната антена има приблизително същата чувствителност и насочено действие, но за нея е необходимо около 20 пъти по-малко място. Затова тя е станала неотменима съставна част на почти всеки домашен, преносим и джобен радиоприемник.

Както показва фиг. 29.6, входното стъпало на един радиоприемник с феритна антена се отличава от това на



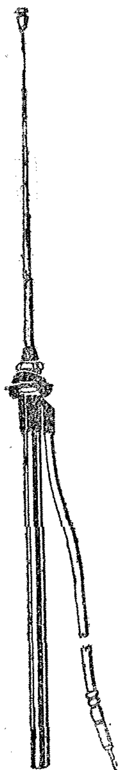
Фиг. 29.5. Широколентова антена *T2FD* (честотен обхват 5÷25 MHz)



Фиг. 29.6. Феритна пръчковидна антена във входното стъпало на радиопремник

приемник с обикновена антена само защото кръговите индуктивности LM_1 и LL_1, бобините за връзка с външната антена LM_2 и LL_2 и бобините за връзка с базата на транзистора LM_3 и LL_3 са навити не върху обикновено тяло за бобина, а върху феритна пръчка. Върху феритната пръчка най-често се навиват еднослойни цилиндрични бобини. В радиоприемниците феритната антена служи за приемане на радиопрограми в обхвата на дългите и средните вълни. За приемане на късовълнови радиосигнали обикновено се използува допълнителна антена, въпреки че съществуват феритни пръчки, които са подходящи специално за къси вълни. Бобините, които при настройка могат да се преместват върху феритната пръчка, образуват и индуктивността на входния кръг на приемника. Затова най-често феритната антена не може да се изключва. В някои радиоприемници феритната антена може да се върти в кутията на приемника, така че при достатъчна сръчност насоченото ѝ действие може да се използува за потискане на смущаващите предаватели. Възможно е включването на външна или спомагателна антена.

Начинът на действие и свойствата на рамковите и феритните антени са описани подробно в раздел 28.4.1. Въпреки че данните се отнасят главно за пеленгаторни антени за обхвата 80 m, в теорията, засягаща приложението на феритните антени в радиоприемниците, няма никакви различия.



Фиг. 29.7. Сгъваема телескопична автомобилна приемна антена

29.2.3. Автомобилни антени

Радиоприемникът в едно превозно средство е поместен в метална каросерия, в която проникват само силно затихнали високочестотни вълни. Затова при такива приемни устройства е неизбежно поставянето на една антена извън каросерията на превозното средство. Най-често в един отвор на каросерията се закрепват вертикални пръчковидни антени с дължина от 1 до 2 m. Когато е трудно или нежелателно да се прави отвор в каросерията на колата, могат да се използуват някои специални модели антени, които са пригодени за закрепване към стъклото на прозореца на автомобила или към улея за оттичане на водата от покрива. Съществуват и самозадържащи се антени със силен постоянен магнит в долния си край. Те се задържат без никакво друго закрепване към плоските части на всички метални каросерии. Антените се свързват с радиоприемника чрез възможно най-къси коаксиални кабели с малък капацитет и вълново съпротивление от около 180 Ω.

Сравнени с дължината на приеманата вълна, автомобилните антени са твърде къси и са разположени на малка височина над повърхността на земята. За да може въпреки това да се осъществи прилично качество на приемането, антената се включва във входния кръг на приемника и се настройва заедно с него. Антените имат различен собствен капацитет. Той зависи от дължината на антената и от дължината на коаксиалния кабел. Затова всички автомобилни

приемници имат един антенен тример, с помощта на който при напълно извадена антена приемникът се настройва за най-силно приемане (съответно най-силен шум) при честота около 600 kHz. При повечето автомобилни приемници тази настройка е възможна само ако общият капацитет на антената (капацитетът на антенната пръчка спрямо каросерията на колата плюс капацитета на вътрешния проводник на кабела спрямо ширмовката) не надхвърля 70 pF.

Почти всички автомобилни антени са телескопични. Използуват се и антенни пръчки от пластмаса (най-често полиестерна смола, подсилена със стъкловлакно). В смолата е поставена метална нишка, която служи за антенен проводник. Тези пръчки са нечупливи и се изправят напълно даже и след силно огъване.

Някои от телескопичните антени се прибират напълно в каросерията на колата и често могат да се извадят обратно само чрез съответен ключ (фиг. 29.7). Други сгъваеми антени могат да се извадят от мястото на шофьора чрез малка манивела или електродвигател. Долният край на антената често е снабден със сферично коляно, така че антенната пръчка да може да стои вертикално и върху наклонени плоскости от каросерията. Някои други модели по същата причина могат да се огъват малко над долния си край (фиг. 29.8).

Автомобилните антени се монтират най-често на левия калник до предното стъкло на колата. От електрическа гледна точка дясната страна на колата е равностойна, но лявата страна на паркирания автомобил се намира по-далеч от злоумишлени минувачи, които биха могли да огънат антената. Освен това тази позиция на антената осигурява най-добро приемане на УКВ. Това явление, което като че ли противоречи на теорията, се обяснява с изкривяванията, които претърпява полето на ултракъсите вълни с хоризонтална поляризация в близост до металната каросерия. Очевидно това изкривяване на полето на около 10 cm пред предното стъкло на колата се проявява така, че там вертикалната антена попада в едно почти вертикално поляризирано поле. По-рядко антените се монтират на покрива на колата, защото обикновено се избягва пробиването на отвори по покрива и освен това кабелът до приемника трябва да бъде по-дълъг.



Фиг. 29.8. Телескопична автомобилна антена със сферично коляно

Още по-неблагоприятно е поставянето на антената в задната част на автомобила. Тъй като кабелът трябва да бъде вече с дължина над 4 m, максимално допустимият капацитет на входа на приемника се надхвърля и антенният тример в приемника не може да се настрои оптимално. Затова твърде големият капацитет на антенната система трябва да се намали до допустимата стойност чрез един последователно свързан кондензатор, монтиран в антенния куплунг. При това възниква

загуба на напрежение около 40%. Доводът, че антената, монтирана на багажника, приема по-малко смущения от запалителната система на колата, защото е разположена по-далеч от мотора, се оказа маловажен, защото всяка друга антена е почти също така добре защитена срещу такива смущения чрез металната каросерия на колата.

29.3. Антени за приемане на телевизионни програми

Отговаряйки на желанията на много радиолюбители, този раздел съдържа данни за оразмеряване на различни прости видове приемни телевизионни антени. Тъй като техниката на телевизионните антени до голяма степен е идентична с тази на любителските антени за УКВ, тук не е обяснен отделно техният начин на действие.

Законът на реципрочността твърди, че една антена запазва свойствата си независимо от това, дали се използува като приемна или като предавателна. Следователно такива характеристики на антената, като усилване, диаграма на насочено действие, входно съпротивление и пр., и в двата случая са едни и същи. Друг важен закон е законът за моделирането. Той гласи, че една антена, за която са известни характеристиките и размерите при дадена определена честота, може да бъде оразмерена и за всякакви други честоти, без при това да се изменят нейните характерни свойства. На практика това става, като се определят честотно зависими коефициенти за всеки от размерите. Тези коефициенти се използуват при оразмеряването на антената за други работни честоти. Така напр. е възможно да се преоразмери за работа в любителския обхват 2 m една изпитана приемна телевизионна антена и тя да се използува като предавателна антена със същите качества.

Не трябва обаче да се пропуска фактът, че по отношение на излъчвателните свойства на приемната телевизионна антена се поставят други изисквания, различни от изискванията към антените за любителските обхвати. При любителските антени на първо място се поставя усилването, което от експлоатационни съображения трябва да се увеличава предимно чрез намаляване на ъгъла на разтвора във вертикалната равнина. За една любителска антена в обхвата 2 m е достатъчна широчина на пропусканата честотна лента 2 MHz; за обхвата 70 cm честотната лента не е по-широка от 4 MHz. Не се изисква голямо потискане на излъчването в обратна посока, малък ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина и липса на странични листа в диаграмата на насочено действие. Напротив, при една добра приемна телевизионна антена, особено за приемане на цветна телевизионна програма, се поставят изисквания за по-голяма широчина на пропусканата честотна лента и по-добра насоченост, особено в хоризонталната равнина. Изисква се ефикасно потискане на смущенията (отразени сигнали, смущения от предаватели, работещи в същия канал, и пр.). По тези съображения една антена, която е доказала добрите си свойства като любителска антена, не винаги може да се използува и като приемна телевизионна антена.

Освен това трябва да се изтъкне, че не съществуват чудодейни антени, т. е. такива антени, които с най-малки разходи на материали могат да надминат показателите на многоелементните фабрични антени. Усилването на една антена винаги зависи от пространствените измерения на нейната конструкция. Тези зависимости са обяснени подробно в раздел 3.2.3.3.

Съвременните индустриално произвеждани Яги-антени са на такова високо ниво, че параметрите им не могат да бъдат достигнати или даже надминати от саморъчно изработените любителски конструкции. Безсмислено е да се правят опити за подобряване на приемните свойства на фабричните антени чрез изменение на механичните им размери. Успех биха имали само такива действия, като подменяне на остарял лентов кабел, отстраняване на корозията, подбиране на най-благоприятна посока за приемане на програмата и в някои случаи — промяна на мястото на самата антена.

Усилването на Яги-антените, които се предпочитат при приемането на телевизионни сигнали, може да се пресметне по една груба формула; тя гласи, че усилването по напрежение е приблизително равно на квадратния корен от броя на елементите. Следо-

вателно една 9-елементна Яги-антена би имала усилване по напрежение $\sqrt{9}=3$. Трикратно усилване по напрежение отговаря на усилване от 9,5 dB, т. е. една стойност, която съвпада добре със срещаните на практика. Едно друго грубо правило твърди, че удвояването на броя на елементите на една Яги-антена допринася за нарастване на усилването с 3 dB. Понятието относителна дължина на антената характеризира надлъжния размер на антената (дължината на носещата стрела), отнесен към дължината на работната вълна. Усилването на по-дългите Яги-антени може да се даде сравнително точно в зависимост от относителната дължина на антената. Тази зависимост за какви да е Яги-антени е показана на фиг. 29.8.

Не е целесъобразно да се избира за самостоятелна изработка някоя точно настроена теснолентова антена. Такива конструкции са критични при оразмеряване, диаметърът на тръбите и носещата стрела оказват забележимо влияние върху резонансните дължини. Правилно е при самостоятелна изработка да се избират възможно най-непретенциозни антени с голяма широчина на пропусканата честотна лента. Те работят достатъчно добре и тогава, когато се разстроят под влияние на околните предмети. Описаните по-долу Яги-антени са подбрани по този признак. Всички антени са изработени изцяло от метал, т. е. за закрепване на елементите се използва метална носеща стрела, към която отделните елементи могат да се свържат галванически, точно в геометричната им среда. Диаметърът на елементите (ако не е споменато изрично нещо друго) може да бъде между 8 и 12 mm. Безразлично е дали ще се използват тръби или плътен материал. Възможно е и приложението на профили или ленти от лек метал. Всички антени са представени с хоризонтална поляризация.

29.3.1. Едноелементна антена

При достатъчно силен сигнал често е достатъчен само един прав или сгънат резонансен полувълнов дипол. На него се приписва усилване 0 dB и той се използува като еталонна антена при определяне на усилването.

Характеристики (приблизителни стойности)

Усилване 0 dB, затихване в обратна посока 0 dB, входен импеданс 60 Ω (прав дипол), съотв. 240 Ω (шлейф-вибратор), ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина около 80°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 360°.

В табл. 29.1 са дадени размерите на диполи за III телевизионен обхват по стандарт CCIR и OIRT. Данните се базират на фиг. 29.9.

29.3.2. Двуелементна антена

Характеристики (приблизителни стойности)

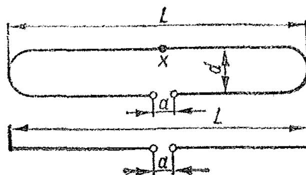
Усилване 4 dB, затихване в обратна посока 8 dB, входен импеданс 240 Ω симетричен, относителна дължина на антената 0,27 λ, ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 75°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 140°.

Изработена е изцяло от метал, точките на заземяване и закрепване са означени на фиг. 29.10 с *X*. Диаметърът на металната носеща стрела е 25 mm ± 30%. Разстоянията *a* и *d* са като посочените в раздел 29.3.1. Данните от табл. 29.2 се базират на фиг. 29.10.

29.3.3. Триелементна Яги-антена

Характеристики (приблизителни стойности)

Усилване 5 dB, затихване в обратна посока 12 dB, входен импеданс 240 Ω симетричен, относителна дължина на антената 0,24 λ, ъгъл на разтвора в



Фиг. 29.9. Схема за оразмеряване на диполи (вж. табл. 29.1)

Таблица 29.1. Резонансни дължини на прави диполи и шлейфвибратори за I и III телевизионен обхват (фиг. 29.9)

Канали по стандарт CCIR	Дължина	Канали по стандарт OIRT	Дължина
E-2 (47 ... 54 MHz)	2850	R-I (48,5 ... 56.5 MHz)	2760
E-3 (54 ... 61 MHz)	2500	R-II (58 ... 66 MHz)	2340
E-4 (61 ... 68 MHz)	2230	R-III (76 ... 84 MHz)	1820
E-5 (174 ... 181 MHz)	808	R-IV (84 ... 92 MHz)	1650
E-6 (181 ... 188 MHz)	780	R-V (92 ... 100 MHz)	1500
E-7 (188 ... 195 MHz)	750	R-VI (174 ... 182 MHz)	800
E-8 (195 ... 202 MHz)	722	R-VII (182 ... 190 MHz)	770
E-9 (202 ... 209 MHz)	696	R-VIII (190 ... 198 MHz)	736
E-10 (209 ... 216 MHz)	675	R-IX (198 ... 206 MHz)	705
E-11 (216 ... 223 MHz)	655	R-X (206 ... 214 MHz)	680
E-12 (223 ... 230 MHz)	632	R-XI (214 ... 222 MHz)	655
		R-XII (222 ... 230 MHz)	635

Разстоянието между точките на захранване *a* не е критично. То може да бъде между 10 и 30mm. Разстоянието *d* при шлейфвибраторите за канали E-2. . . E-5, съотв. R-I. . . R-IV, се избира равно на 100 mm ± 20%. Във високочестотните обхвати (канали E-5. . . E-12, съотв. R-VI. . . R-XII) разстоянието *d* е 50 mm ± 10%. Шлейфвибраторът може да бъде заземен в точката, означена с *X*.

Всички данни са в милиметри.

Таблица 29.2. Размери на двуелементната антена (фиг. 29.10)

Канал по стандарт CCIR	Дължини		Разстояния *A*	Канал по стандарт OIRT	Дължини		Разстояния *A*
	L	*R*			*L*	*R*	
E-2	2720	3040	1640	R-I	2640	2960	1600
E-3	2380	2650	1440	R-II	2200	2480	1340
E-4	2100	2350	1290	R-III	1680	1900	1000
E-5	733	938	430	R-IV	1550	1720	900
E-6	707	902	415	R-V	1400	1580	840
E-7	680	870	400	R-VI	730	932	428
E-8	656	840	388	R-VII	700	894	410
E-9	635	810	375	R-VIII	670	856	395
E-10	608	785	362	R-IX	645	825	380
E-11	597	760	352	R-X	622	795	368
E-12	575	738	340	R-XI	600	765	355
				R-XII	576	740	342

Всички данни са в mm.

Таблица 29.3. Размери на 3-елементни Яги-антени (фиг. 29.11)

Канали по стандарт CCIR	Дължини			Разстояния	
	L	R	D	A_1	A_2
E-2	2800	3400	2480	880	530
E-3	2450	2970	2170	770	470
E-4	2170	2630	1930	670	410
E-5	845	970	705	265	210
E-6	815	930	677	255	205
E-7	785	895	650	245	195
E-8	758	867	630	240	190
E-9	733	835	610	230	180
E-10	710	810	590	220	175
E-11	690	785	570	215	170
E-12	670	760	555	208	165
Канали по стандарт OIRT					
R-I	2720	3300	2420	850	510
R-II	2280	2770	2020	700	430
R-III	1750	2140	1560	550	340
R-IV	1580	1920	1400	490	310
R-V	1440	1750	1290	460	280
R-VI	840	970	705	265	210
R-VII	810	923	670	255	205
R-VIII	775	885	645	240	195
R-IX	745	850	620	232	185
R-X	718	820	598	225	180
R-XI	685	790	575	217	170
R-XII	670	765	555	210	165

Всички данни са в mm.

хоризонталната равнина 70°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 120°.

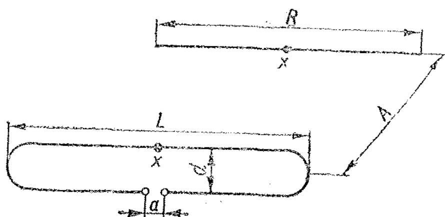
Изработена е изцяло от метал. Точките на заземяване и закрепване са означени на фиг. 29.11 с X. Диаметърът на металната носеща стрела е 20 mm± ±20%. Разстоянията a и d са като посочените в раздел 29.3.1. Данните в табл. 29.3. се отнасят за фиг. 29.11.

29.3.4. Четириелементна Яги-антена

Характеристики (приблизителни стойности)

Усилване 6 dB, затихване в обратна посока 14 dB, входен импеданс 240 Ω симетричен, относителна дължина на антената 0,6 λ, ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 65°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 95°

Изработена е изцяло от метал. Точките за заземяване и закрепване са означени на фиг. 29.12 с X. Диаметърът на всички елементи за каналите E-2 до E-5, съотв. R-I до R-V, е 15 mm± ±30%. При оразмеряване на антената

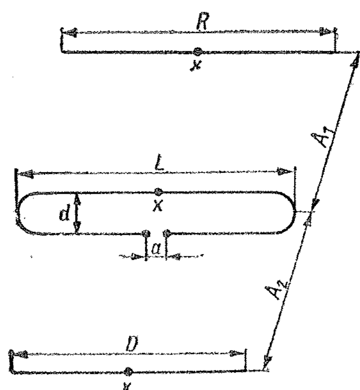


Фиг. 29.10. Схема за оразмеряване на 2-елементни Яги-антени (вж. табл. 29.2)

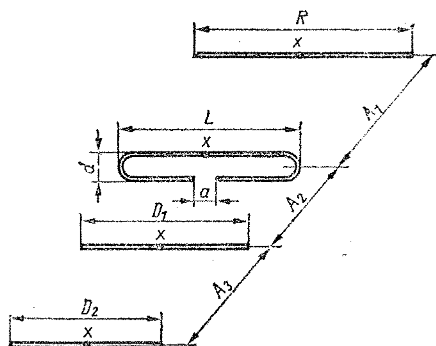
Таблица 29.4. Размери на 4-елементна Яги-антена (фиг. 29.12)

Канали по стандарт CCIR	Дължини				Разстояния		
	L	R	D_1	D_2	A_1	A_2	A_3
E-2	3100	3600	2500	2450	1630	430	1320
E-3	2740	3200	2220	2180	1440	380	1180
E-4	2450	2870	1970	1940	1300	360	1040
E-5	925	1080	745	735	490	130	400
E-6	890	1040	720	705	470	125	385
E-7	860	1000	690	680	455	120	370
E-8	830	965	670	660	440	115	355
E-9	800	935	645	635	425	112	345
E-10	775	905	625	615	410	110	335
E-11	750	875.	605	595	395	105	325
E-12	725	850	590	580	385	100	315
Канали по стандарт OIRT							
R-I	2950	3460	2400	2350	1550	400	1280
R-II	2530	2960	2040	2000	1330	360	1100
R-III	1980	2320	1620	1570	1050	280	850
R-IV	1820	2120	1470	1440	950	260	780
R-V	1670	1940	1350	1320	870	230	720
R-VI	920	1075	744	730	485	130	395
R-VII	880	1030	710	700	465	125	380
R-VIII	845	985	684	670	445	120	465
R-IX	810	948	655	645	430	114	350
R-X	780	915	630	620	415	110	340
R-XI	752	880	610	600	400	106	325
R-XII	726	850	588	577	385	102	315

Всички данни са в mm.



Фиг. 29.11. Схема за оразмеряване на 3-елементни Яги-антени (вж. табл. 29.3)



Фиг. 29.12. Схема за оразмеряване на 4-елементни Яги-антени (вж. табл. 29.4)

за каналите от E-5 до E-12, съот. от R-VI до R-XII диаметърът на елементите се избира равен на 11 mm ±30%.

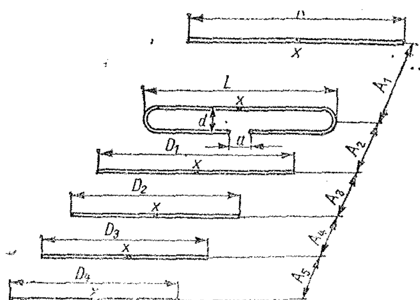
Тази антена има голяма широчина на пропусканата честотна лента. В нискочестотния УКВ обхват (канали от E-2 до E-4, съотв. R-I до R-V) могат да се приемат два съседни един на друг канали, ако антената се оразмери за по-високочестотния канал съгл. табл. 29.4. Така напр. една антена за канал E-4 може да се използува, без да се изменя и за канал E-3, както и за канал R-II. Във високочестотния УКВ обхват (канали от E-5 до E-12 и R-VI до R-XII) широчината на пропусканата честотна лента е достатъчна за приемане даже на три съседни канала, като, разбира се, оразмеряването се извършва за най-високочестотния канал. Една антена, оразмерена за канал E-8, може да приема и телевизионни програми, излъчени на канали E-7 и E-6, както и

Таблица 29.5. Размери на 6-елементна многоканална Яги-антена (фиг. 29.13)

	Група канали (E—= CCIR, R—=OIRT)				
	R-I E-2 E-3	R-II E-3 E-4	R-II E-4 ЧМ-OIRT	R-III R-IV	R-IV R-V ЧМ-CCIR
Дължина L	2600	2340	2200	1720	1580
Дължина R	3130	2800	2630	2070	1900
Дължина D_1	2220	1990	1870	1470	1350
Дължина D_2	2240	2010	1890	1485	1365
Дължина D_3	2210	1980	1860	1460	1345
Дължина D_4	2170	1945	1830	1435	1320
Разстояние A_1	1430	1280	1200	945	870
Разстояние A_2	348	312	295	230	212
Разстояние A_3	1150	1030	965	765	705
Разстояние A_4	1010	900	843	665	615
Разстояние A_5	1100	985	920	730	670

	Група канали			
	E-5 до E-9 R-VI до R-IX	E-6 до E-10 R-VII до R-X	E-7 до E-11 R-VIII до R-XI	E-8 до E-12 R-IX до R-XII
Дължина L	735	721	700	678
Дължина R	883	866	839	812
Дължина D_1	628	616	598	580
Дължина D_2	638	623	603	584
Дължина D_3	622	613	594	576
Дължина D_4	617	602	584	566
Разстояния A_1	404	396	384	372
Разстояние A_2	98	96	93	90
Разстояние A_3	327	318	310	300
Разстояние A_4	285	280	270	262
Разстояние A_5	311	305	295	286

Всички данни са в mm.



Фиг. 29.13. Схема за оразмеряване на 6-елементна Яги-антени (вж. табл. 29.5)

на R-VIII, R-VII и R-VI. Антените от този вид се наричат многоканални (антени за група канали).

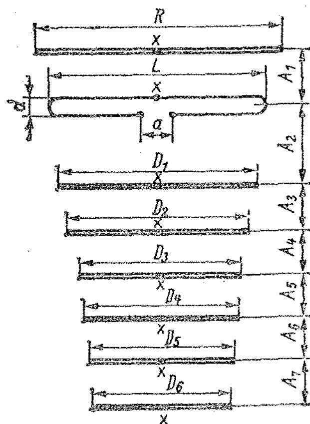
29.3.5. 6-елементна многоканална Яги-антена

Характеристики (приблизителни стойности)

Усилване 8 dB, затихване в обратна посока 15 dB, входен импеданс 240 Ω симетричен, относителна дължина на антената 0,9 λ, ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 55°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 73°.

Антената е изработена изцяло от метал. Точките на заземяване и закрепване са обозначени на фиг. 29.13 с X. Диаметърът на всички елементи е 11 mm±30%. Няма някакви специални изисквания за диаметъра на носещата стрела. Той се избира по механични съображения.

Пропусканата честотна лента на тази антена в нискочестотната част на УКВ обхвата е достатъчна за приемане поне на два съседни телевизионни канала. Оразмеряването се извършва винаги за по-високочестотния от двата телевизионни канала. Тази 6-елементна Яги-антена обаче би трябвало да бъде максимумът, който може да си позволи един радиолюбител при самостоятелната направа на телевизионна антена за I-ви телевизионен обхват. Разположението на каналите за ЧМ-радиоразпръскване по стандарт OIRT позволява при необходимост антената да се оразмери така, че да се използува както за приемане на ЧМ-радиопрограма, така и за приемане на телевизионна програма, излъчена на съседен по честота канал. В табл. 29.5 са дадени размерите на такива комбинирани антени. В III обхват широчината на пропусканата честотна лента възлиза най-малко на 5 съседни телевизионни канала. Така че за този обхват са достатъчни 4 различни антени, чиито ленти на пропускане се припокриват.



Фиг. 29.14. Схема за оразмеряване на 8-елементна Яги-антена (вж. табл. 29.6)

29.3.6. 8-елементна Яги-антена

Характеристики (приблизителни стойности)

Усилване 9,5 dB, затихване в обратна посока 15 dB, входен импеданс 240 Ω симетричен, относителна дължина на антената 0,87 λ, ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 48°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 57°.

Това е типична едноканална антена с относително голямо усилване. Всички директори имат една и съща дължина. Антената е изработена изцяло от метал, точките за заземяване и закрепване са означени на фиг. 29.14 с X. Диаметърът на всички елементи е 10 mm±20%. Препоръчва се носещата метална стрела да бъде с диаметър 20 mm±20%.

Таблица 29.6. Размери на 8-елементна Яги-антена (фиг. 29.14)

Канали по стандарт CCIR	E-5	E-6	E-7	E-8	E-9	E-10	E-11	E-12
Дължина L	772	742	715	690	665	644	622	602
Дължина R	882	854	824	796	768	750	722	695
Дължини от D_1 до D_6	712	684	660	635	612	596	578	556
Разстояние A_1	274	264	255	246	237	230	223	216
Разстояние A_2	174	168	162	156	150	145	141	137
Разстояние A_3	246	237	228	221	212	205	198	193
Разстояние A_4	163	156	150	145	140	136	132	128
Разстояние A_5	178	171	165	159	154	148	143	139
Разстояние A_6	191	183	175	168	164	158	153	149
Разстояние A_7	211	203	195	188	182	177	171	165

Канали OIRT	R-VI	R-VII	R-VIII	R-IX	R-X	R-XI	R-XII
Дължина L	768	733	704	675	650	627	604
Дължина R	886	845	813	780	750	723	697
Дължини от D_1 до D_6	708	676	650	623	600	578	558
Разстояние A_1	274	262	251	241	232	224	216
Разстояние A_2	173	166	159	153	147	142	137
Разстояние A_3	246	234	225	216	208	200	193
Разстояние A_4	162	155	148	142	137	132	128
Разстояние A_5	177	169	162	156	150	145	139
Разстояние A_6	190	180	173	166	160	154	149
Разстояние A_7	210	201	193	185	178	172	165

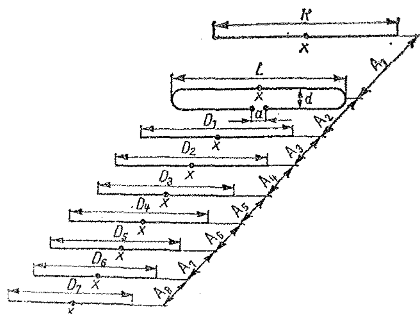
Всички данни са в mm.

29.3.7. 9-елементна Яги-антена

Характеристики (приблизителни стойности)

Усилване 11 dB, затихване в обратна посока 18 dB, входен импеданс 240 Ω симетричен, относителна дължина на антената 1,6 λ, (дълга Яги-антена), ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 40°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 50°.

Антената е изработена изцяло от метал, точките за заземяване и закрепване са означени на фиг. 29.15 с X. Диаметърът на всички елементи е 10 mm±20%. Носещата стрела има диаметър от 20 до 25 mm.



Фиг. 29.15. Схема за оразмеряване на удължена 9-елементна антена (вж. табл. 29.7.)

Таблица 29.7. Размери на удължена 9-елементна Яги-антена (фиг. 29.15)

Канали по стандарт CCIR	E-5	E-6	E-7	E-8	E-9	E-10	E-11	E-12
Дължина L	762	734	707	682	661	637	613	597
Дължина R	943	908	875	843	815	788	763	735
Дължина D_1	689	663	639	616	595	575	557	539
Дължина D_2	678	652	628	606	585	566	548	531
Дължина D_3	672	647	623	601	580	561	543	526
Дължина D_4	661	636	612	591	571	552	534	518
Дължина D_5	650	625	602	581	561	542	525	509
Дължина D_6	638	614	590	571	551	533	516	500
Дължина D_7	627	603	581	561	542	523	507	491
Разстояние A_1	345	332	319	308	298	288	279	270
Разстояние A_2	291	280	270	260	251	243	235	228
Разстояние A_3	427	410	395	381	368	356	345	334
Разстояние от A_4 до A_8	331	318	307	296	286	276	268	260

Канали по стандарт OIRT	R-VI	R-VII	R-VIII	R-IX	R-X	R-XI	R-XII
Дължина L	760	726	698	672	646	620	598
Дължина R	938	900	862	828	795	763	735
Дължина D_1	685	655	628	604	580	558	539
Дължина D_2	675	648	620	595	573	550	531
Дължина D_3	665	642	615	590	568	546	526
Дължина D_4	658	630	604	580	558	537	518
Дължина D_5	646	620	594	570	548	528	509
Дължина D_6	635	610	585	561	540	520	500
Дължина D_7	624	599	574	551	530	510	491
Разстояние A_1	348	333	317	302	292	280	270
Разстояние A_2	289	278	266	256	246	238	228
Разстояние A_3	425	408	390	375	360	346	334
Разстояния $A_4 \div A_8$	328	316	302	288	278	270	260

Всички размери са в mm.

29.3.8. 13-елементна многоканална Яги-антена

Основна част на тази удължена Яги-антена е 6-елементната многоканална антена, описана в раздел 29.3.5. Към нея са добавени два допълнителни рефлектора, чието предназначение е да увеличат затихването в обратна посока, и 6 директора. При това се запазва сравнително широката пропускана честотна лента на основната 6-елементна антена.

При нужда 13-елементната антена може да се опрости, като се премахнат двата допълнителни рефлектора, както и произволен брой директори, докато се получи основната 6-елементна антена. Допустимо е и добавянето на още директори, с което се увеличава общата дължина на 13-елементната антена. Допълнителните директори имат същата дължина като D_9, а разстоянията между тях съответстват на A_{10}. При увеличаване на броя на елементите до 17 усилването нараства на 12,5 dB. При намаляване на броя на елементите до 8 усилването спада на 9 dB.

Таблица. 29.8. Размери на 13-елемента многоканална Яги-антена (фиг. 29.16)

	Група канали			
	Е-5 до Е-9 R-IV до R-IX	Е-6 до Е-10 R-VII до R-X	Е-7 до Е-11 R-VIII до R-XI	Е-8 до Е-12 R-IX до R-XII
Дължина L	735	721	700	678
Дължина R	883	866	839	812
Дължина D_1	628	616	598	580
Дължина D_2	638	623	603	584
Дължина D_3	622	613	594	576
Дължина D_4	617	602	584	566
Дължина D_5	595	580	563	548
Дължина D_6	575	561	543	528
Дължина D_7	553	540	524	508
Дължина D_8	532	518	504	490
Дължина D_9	532	518	504	490
Разстояния A_R	220	214	208	203
Разстояние A_1	404	396	384	372
Разстояние A_2	98	96	93	90
Разстояние A_3	327	318	310	300
Разстояние A_4	285	280	270	262
Разстояние A_5	311	305	295	286
Разстояния A_6 до A_{10}	311	305	295	286

Всички размери са в mm.

Характеристики (приблизителни стойности)

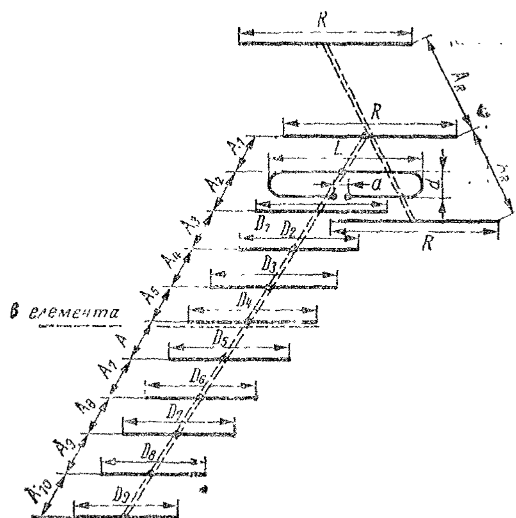
Усилване 11,5 dB, затихване в обратна посока 23 dB, входен импеданс 240 Ω симетричен, относителна дължина на антената 3,4 λ, ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 40°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 44°.

Антената е изработена изцяло от метал, точките за заземяване и закрепване са означени на фиг. 29.16 с X. Диаметърът на всички елементи е 11 mm±30%. Диаметърът на металната носеща стрела може да бъде между 20 и 30 mm.

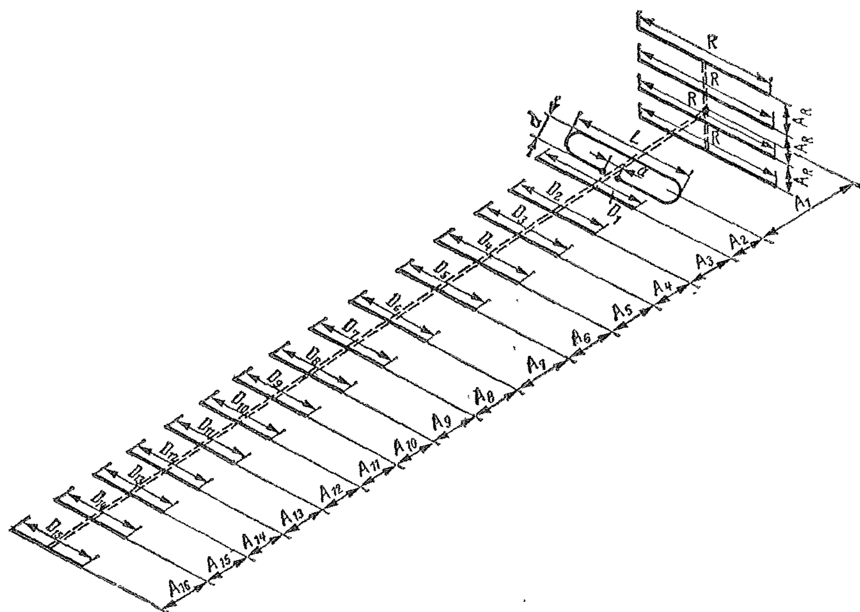
29.3.9. 20-елементна многоканална Яги-антена

Широчината на пропусканата честотна лента при тази високоефективна антена е толкова голяма, че целият III телевизионен обхват може да се покрие само с два типа антени, оразмерени по различен начин. Тази антена обаче може да се използва и като антена за целия III обхват, ако се изберат размерите, дадени в табл. 29.9 за каналите от Е-9 до Е-12, съотв. R-IX до R-XII. В такъв случай могат да бъдат приемани всички канали от III обхват, като само за каналите Е-5, съотв. R-VI, се забелязва едно съвсем незначително спадане на усилването.

Тази антена при нужда също може да бъде опростена. Като се започне от последния директор D_{15}, директорите могат да се премахнат, докато се стигне до D_3. Следователно е възможно броят на елементите да бъде между 8 и 20. Входното съпротивление на антената не се променя; в съответствие с броя на оставащите елементи усилването намалява, а ъглите на разтвора се увеличават.



Фиг. 29.16. Схема за оразмеряване на 13-елементна многоканална Яги-антена (вж. табл. 29.8)



Фиг. 29.17. Схема за оразмеряване на 20-елементна многоканална Яги-антена (вж. табл. 29.9)

Таблица 29.9 Размери на 20-елементна многоканална Яги-антена (фиг. 29.17)

	Група канали	
	E-5 до E-8 R-VI до R-IX	E-9 до E-12 R-IX до R-XII
Дължина L	844	743
Дължина R	1055	928
Дължина D_1	642	564
Дължина D_2	621	547
Дължина D_3	609	535
Дължини D_4 до D_7	604	530
Дължини D_8 до D_{15}	590	520
Разстояние A_1	232	204
Разстояние A_2	112	98
Разстояние A_3	136	120
Разстояние A_4	445	395
Разстояния $A_5 \div A_{16}$	422	372
Разстояния A_R	226	199

Всички размери са в mm.

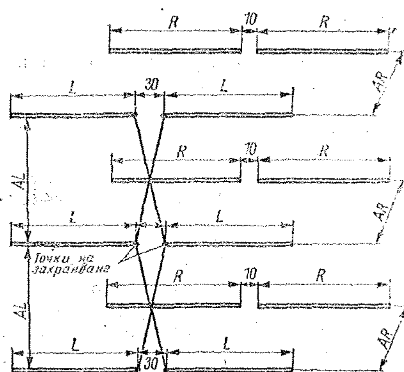
Характеристики (приблизителни стойности)

Усилване 15,5 dB, затихване в обратна посока 27 dB, входен импеданс 240 Ω симетричен, относителна дължина на антената 4 λ, ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 26°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина 27°. Антената е изработена изцяло от метал по схемата от фиг. 29.17, четворният рефлектор допринася за увеличаване на затихването в обратна посока. Диаметърът на всички елементи е 10 mm±20%. Металната носеща стрела има диаметър от 20 до 30 mm.

29.3.10. Многовибраторни приемни телевизионни антени

В III телевизионен обхват освен Яги-антени се използуват и многовибраторни антени. Те представляват комбинации от целовълнови диполи, които са подредени пред рефлектори, порядко — пред рефлекторни платна (вж. раздел 23.). Тези антени излъчват напречно на оста си; понякога се срещат под името синфазни антени. Използуват се предимно тогава, когато не биха могли да се получат отражения на приемания сигнал и когато не се изисква остра насоченост в хоризонталната равнина.

Многовибраторните антени са широколентови и затова са подходящи за приемане на няколко телевизионни канала. В таблица 29.10 са дадени размерите на една 12-елементна многовибраторна антена, която е оразмерена за приемане на каналите от E-5 до E-9,



Фиг. 29.18. Схема за оразмеряване на 12-елементна многоканална Яги-антена (вж. табл. 29.10)

Таблица 29. 10. Размери на 12-елементна многоканална антена (фиг. 29.18)

	Група канали	
	Е-5 до Е-8 R-VI до R-IX	Е-9 до Е-12 R-IX до R-XII
Дължини *L*	708	620
Дължини *R*	800	700
Разстояние м/у етажите	790	685
Разстояние до рефлектора	242	210

Всички размери са в mm.

съотв. от R-IV до R-IX и от Е-9 до Е-12, съотв. R-IX до R-XII. Всички необходими технически подробности могат да се прочетат в раздел 23.

Покрай неоспоримите големи предимства на многовибраторните антени трябва да се споменат и някои трудности от механичен характер, които се срещат при изработката им.

Не е възможно антените да се изработят изцяло от метал. Половинките на елементите трябва да се закрепят в минимум на напрежението на 1/4 λ от края на елемента. Но даже там те трябва да бъдат изолирани от носещата конструкция. Освен това този вид антени има по-голямо ветрово съпротивление и затова изисква особено стабилна носеща конструкция. Затова днес многовибраторните антени все по-често се заместват с етажирани Яги-антени и групи от Яги-антени.

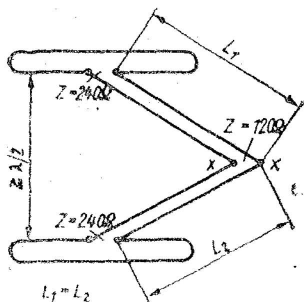
29.3.1.1. *Етажирани приемни телевизионни Яги-антени*

Предимството на многовибраторните антени — малкият ъгъл на разтвор във вертикалната равнина — може да се постигне и с всяка Яги-антена, като две или повече такива антени се подредят една над друга. Простата целометалическа конструкция на Яги-антената и малкият ъгъл на разтвор във вертикалната равнина, които имат етажираните Яги-антени, превръщат тази конструкция в една ефективна и икономична антенна система.

За етажираните Яги-антени е необходима само една носеща мачта, към която без изолация се прикрепват отделните етажи.

Ако две или повече еднотипни антени се подредят на етажи една над друга, при хоризонтално поляризираните антени се появява едно увеличаване на насочеността във вертикалната равнина. Ъгълът на разтвора в хоризонталната равнина не се влияе от етажирането. Етажираните антени трябва да се препоръчат особено за местности с високо ниво на локалните смущения. Поради малкия ъгъл на разтвора във вертикалната равнина всички смущаващи излъчвания, които попадат върху антената отдолу (смущения от запалителната система на автомобилите, от електроуреди и пр.), не се приемат от антената или най-малкото се приемат силно отслабени. Усилването на антената, дължащо се на насочеността във вертикалната равнина, зависи от броя на етажите и се влияе още и от разстоянието между тях. Въпреки че оптималното разстояние между етажите при два етажа с къси Яги-антени възлиза на 0,65 λ (нарастване на усилването около 2,7 dB), по често се предпочита разстоянието 0,5 λ (нарастване на усилването около 2,4 dB), защото при такова разстояние между етажите антенната система има диаграма на насочено действие с по-малко странични листове и освен това съществуват някои удобства по отношение на захранването.

При етажирането на по-големи антени от типа на удължените Яги-антени се спазва следното грубо правило:

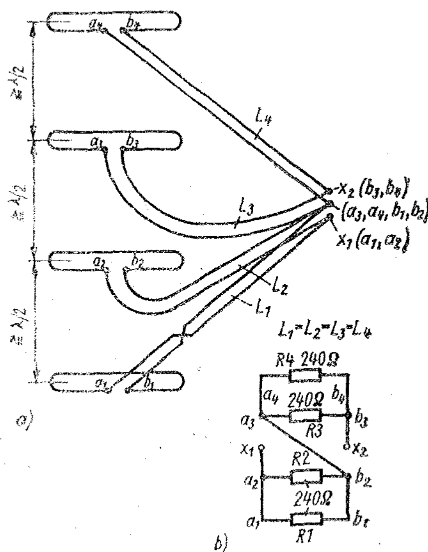


Фиг. 29.19. Етажиране на хоризонтални Яги-антени (разстоянието между етажите е λ/2, начертани са само активните елементи)

разстояние между два вертикални етажа = дължината на антената × 0,75.

Под дължина на антената трябва да се разбира най-големият надлъжен размер, т. е. дължината на носещата стрела, към която са закрепени елементите.

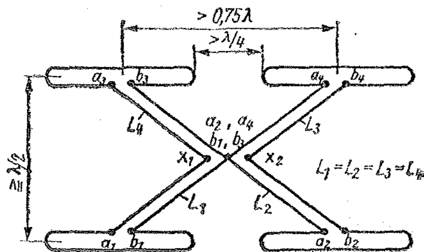
Всички Яги-антени, за които има указания за самостоятелно изработване и за които са дадени размери в таблиците, имат входно съпротивление 240 Ω.



Фиг. 29.20. Свързване на 4 етажирани еднотипни антени *a* — схема, *b* — еквивалентна схема

Затова отделните етажи могат да бъдат свързани с произволно дълъг симетричен кабел с вълново съпротивление 240 Ω. Дължината на кабела зависи от разстоянието между етажите. Захранващата линия с вълново съпротивление 240 Ω се включва в средата на отрязъка, свързващ двата етажа (фиг. 29.19). В тези точки входните съпротивления на двете антени (2×240 Ω) се оказват свързани паралелно и следователно резултатното съпротивление е 120 Ω. Това означава, че ако в тези точки се свърже кабел с вълново съпротивление 240 Ω, ще се получи разсъгласуване. Разсъгласуването предизвиква загуба на около 6% от полезното напрежение (0,5 dB); тази загуба е от същия порядък, както и загубата на напрежение в едно трансформиращо звено. Затова при телевизионните приемни антени със сравнително къс кабел до телевизора се препоръчва този най-прост начин на свързване. При него не се получава забележимо влошаване на качеството на изображението и не се стеснява пропусканата от антената честотна лента. Лентовият кабел, който свързва двата етажа, не бива да се усуква, т. е. трябва да се свържат левите изводи на горния и долния етаж, защото в противен случай поради противофазното възбуждане би се получила съвсем изкривена диаграма на насочено действие.

Когато трябва да се свържат 4 еднотипни етажирани Яги-антени, съществува възможност за широколентово възбуждане, при което не се получава разсъгласуване (фиг. 29.20). Както следва от еквивалентната схема (фиг. 29.20*b*), антените са свързани две по две в паралел. Двете групи, образувани по



Фиг. 29.21. Правилно свързване на 4 еднотипни антени, образуващи една антенна система

този начин, са свързани последователно, така че според закона на Кирхоф в централните точки на захранване X_1—X_2 съпротивлението отново е равно на съпротивлението на една отделна антена (240 Ω). Там може да се включи направо кабел с вълново съпротивление 240 Ω.

На фиг. 29.21 е показан друг вариант на група от четири антени, свързани по същия принцип, правилно съгласувани по съпротивление и фаза. За да се възбудят синфазно всички етажи, трябва точно да се спазват следните правила:

— отрязъците $L_1 \div L_4$ могат да бъдат произволно дълги, но трябва да имат точно еднаква дължина ($L_1 = L_2 = L_3 = L_4$);

— вълновото съпротивление на кабелите трябва да съответствува на входното съпротивление на отделните антени. Тъй като описаните антени имат входно съпротивление 240 Ω, $L_1 \div L_4$ се изработват от обикновен лентов кабел с вълново съпротивление 240 Ω;

— кабелите трябва да се свързват правилно, в никакъв случай не бива да се разменят изводите *a* и *b* (добре е предварително да се маркират жилата на кабела).

В примерите на свързване за по-добра прегледност са показани само захранваните шлейфвибратори.

Ако се наложи трансформиране на входното съпротивление на антените, най-добре е да се използува четвъртвълнов трансформатор (раздел 6.5.) или четвъртвълнов съгласуващ шлейф (раздел 6.6.).

29.3.12. Приемни телевизионни антени за IV/V обхват

IV/V телевизионен обхват използува вълни с дължина от 63 до 38 cm. Следователно елементите на антените за този обхват са около три пъти по-къси от елементите на антените за III обхват (CCIR). Затова и приетото напрежение е около три пъти по-малко. Това означава, че усилването на една антена за IV/V обхват е с около 9 dB по-малко от това на еднотипна антена за III обхват. Това обстоятелство заедно с факта, че в IV/V обхват даже малки препятствия вече предизвикват силно отражение на сигнала, налага почти винаги използуването на остро насочени високоефективни антени. Дългите Яги-антени, общо взето, са най-подходящи и по технически и икономически причини се използуват най-често.

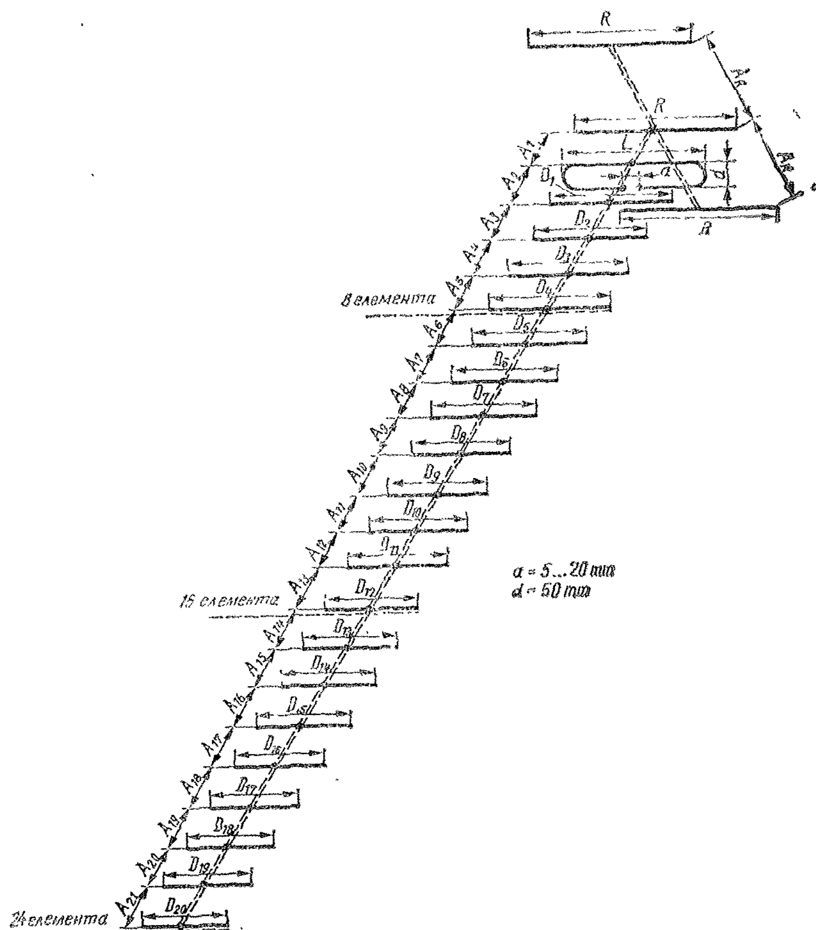
Понякога обаче може да се случи да не бъде достигнато усилването, посочено в проспекта на дългата Яги-антена. При това отделните напрежения приети от директорите на дългата Яги-антена, могат да бъдат изместени по фаза едно спрямо друго. Общото напрежение тогава винаги е по-малко от максимално възможното, приемано при равномерно поле. В такива случаи се препоръчва или да се използуват по-къси етажирани Яги-антени, или да се премине към широколентови специални антени с малка дължина (напречни излъчватели). Последните са подходящи и като стайни или тавански антени.

29.3.12.1. *Яги-антени за IV/V обхват*

Антените за IV/V обхват не се различават конструктивно от Яги-антените за III обхват. Пропусканата от тях честотна лента винаги обхваща няколко съседни телевизионни канала и днес съществуват възможности за конструиране на Яги-антени, чиято честотна лента позволява приемането на всички телевизионни канали от IV/V обхват. Усилването е най-голямо в най-високочестотния телевизионен канал и намалява в известна степен при най-нискочестотните канали.

При монтирането на Яги-антените за IV/V обхват трябва да се има предвид, че вертикалната носеща мачта не може, както обикновено, да бъде закрепена отстрани на носещата стрела в центъра на тежестта на стрелата. Затова би трябвало да се следва примерът на фирмите — производители на антени за IV/V обхват. По-късите Яги-антени обикновено се закрепват пред носещата мачта, като цялата антена, включително и рефлектора, остава от едната страна на мачтата, откъм страната на телевизионния предавател. По дългите Яги-антени обикновено се закрепват към носещата мачта чрез П-образни подпори (фиг. 24.1).

Описаните по-долу антени за IV/V обхват с 8, 16 и 24 елемента би тряб-



Фиг. 29.22. Схема за оразмеряване на широколентова антена за IV/V обхват с 8-, 16- или 24-елемента (вж. табл. 29.11)

вало да задоволят всички изисквания на заинтересуваните от саморъчното изработване на антени. Това са широколентови антени, пригодени за приемане на сигнали за цветна телевизия, които при нужда могат да бъдат етажирани. За всеки тип антена е дадено оптималното разстояние между етажите, при което се получава максимално усилване.

Основен тип на цялата поредица е 8-елементната антена. Тя се използува без промяна и при другите две конструкции (16- и 24-елемента), като просто се добавят съответният брой директори. Най-голямото посочено усилване се отнася винаги за най-високочестотния канал от обхвата (канал 39, съотв. канал 59). Усилването спада постоянно и достига посочената минимална стойност при най-нискочестотния канал от съответния обхват (канал 21, съотв. канал 40).

Към 8-елементната антена могат да се добавят и друг брой директори, така че общият брой на елементите да не бъде нито 16, нито 24. Могат да се използуват всички междинни стойности,

Таблица 29.11. 8-, 16- и 24-елементни Яги-антени за IV/V обхват (фиг. 29.22)

Характеристики	8-елемента	16-елемента	24-елемента
Усилване	8,0 до 9,5 dB	12 до 13,5 dB	15 до 17 dB
Потискане на сигнала в обратна посока	20 dB	23 dB	27 dB
Ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина	46°	33°	22°
във вертикалната равнина	63°	36°	23°
Относителна дължина на антената	0,9 λ	3,4 λ	5,8 λ
Оптимално разстояние между етажите	70 cm (1,44 λ)	97 cm (2,0 λ)	140 cm (2,88 λ)

Общи данни:

Антените са изработени изцяло от метал. Входното им съпротивление е симетрично и има стойност 240 Ω. Диаметърът на всички елементи е 9 mm±20%. Металната носеща стрела има диаметър 20 mm±20%.

Механични размери

	IV обхват (Канали 21÷39)	V обхват (Канали 40÷59)
Дължина на шлейфвибратора *L*	284	226
Дължина на рефлекторите *R*	349	278
Дължина D_1	212	168
Дължина D_2	204	162
Дължини D_3, D_4	202	160
Дължини $D_5 \div D_8$	199	159
Дължини $D_9 \div D_{12}$	197	157
Дължини $D_{13} \div D_{16}$	195	155
Дължини $D_{17} \div D_{20}$	195	155
Разстояние A_R	117	94
Разстояние A_1	77	61
Разстояние A_2	22	17
Разстояние A_3	63	51
Разстояние A_4	132	105
Разстояние A_5	139	112
Разстояния $A_6 \div A_{21}$	149	119

Всички размери са в mm.

без да се влошат качествата на антената (напр. 13 елемента, 18 елемента и пр.). Съответните данни на антената също приемат междинни стойности, които лесно могат да бъдат предвидени.

Размерите, дадени в табл. 29.11, се отнасят за конструкцията, показана на фиг. 29.22.

29.3.12.2. *Пеперудообразни антени за IV/V обхват, разположени пред рефлекторно платно*

За радиолюбителите с интереси в областта на телевизията са подходящи антените с рефлекторно платно. Тези антени са плоски и здрави. Целовълно-

Фиг. 29.23
Етажирани целовълнови диполи за IV/V обхват, разположени пред рефлекторно платно (всички данни са в mm)

вите антени, разположени пред рефлекторно платно, имат средно голямо усилване и много широка пропускана честотна лента. Те могат да се използуват с успех като опитни антени при избора на най-доброто място за поставяне на приемната телевизионна антена. При достатъчно голяма напрегнатост на полето антените с рефлекторно платно могат да се използуват и като постоянни приемни антени, особено тогава, когато трябва да се приемат няколко телевизионни канала, честотно отдалечени един от друг. Тъй като тези антени имат малка дължина, те са подходящи за стайни или тавански антени. Общо взето, Яги-антените не са подходящи за същите цели.

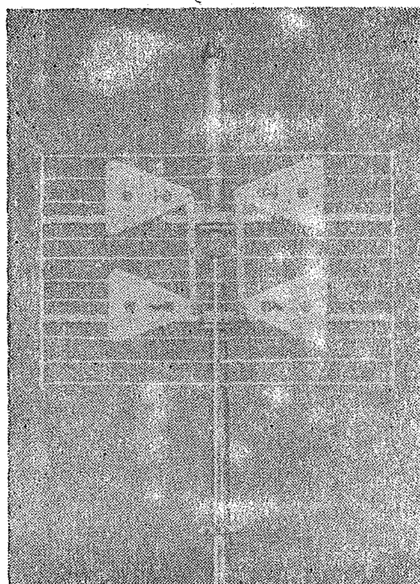
Най-простият вид целовълнов пеперудообразен дипол, разположен пред рефлекторно платно, който има честотна лента от 450 до 900 MHz, вече беше описан подробно в раздел 26.2.1. (вж. също фиг. 26.9 и фиг. 26.10). Тази антена има голям ъгъл на разтвора (70°) и се отличава с голямата широчина на пропусканата честотна лента и с постоянно входно съпротивление в целия IV/V обхват.

На фиг. 29.23 е показана една етажирана антена от същия тип, чиято честотна лента също покрива целия IV/V телевизионен обхват.

В този случай два 50°-целовълнови пеперудообразни дипола са разположени един над друг, на 140 mm пред едно рефлекторно платно. За по-добра прегледност последното е показано само с външния си контур. Читателят може да намери повече подробности за различните конструкции и свойства на рефлекторните платна в раздел 26.2.

Най-простото и евтино рефлекторно платно се състои от пресован картон, облепен с алуминиево домакинско фолио. Естествено едно такова рефлекторно платно е подходящо за използуване само в закрити помещения.

Целовълновите диполи се закрепват към рефлекторното платно чрез дистанционни изолатори с дължина 140 mm. Не са нужни висококачествени изолатори; ако се спази мястото на закрепване, посочено на фиг. 29.23, може даже да се използуват метални закрепващи елементи. При това не се внасят забележими загуби. В този случай всички части на антената са заземени през рефлекторното платно.



Фиг 29.24. Индустриално произвеждана антена за IV/V обхват (Катрейн)

Характеристики (приблизителни стойности)

Усилване в обхвата от 470 до 790 MHz — между 9 dB (при честота 470 MHz) и 12 dB (при честота 790 MHz); затихване в обратна посока >20 dB, входно съпротивление 240 Ω симетрично, коефициент на стоящи вълни ≦2, ъгъл на разтвора в хоризонталната равнина 50°, ъгъл на разтвора във вертикалната равнина между 40° и 70° в зависимост от честотата.

Разстоянието между диполите и рефлекторното платно е 140 mm. Останалите данни могат да се намерят в раздел 26.2.2. На фиг. 29.24 е показана за пример една индустриално произведена антена (на фирмата Катрейн).

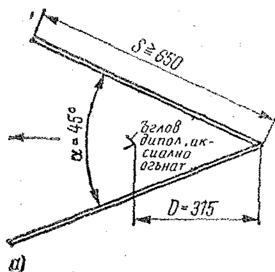
29.3.12.3. *Антени за IV/V обхват с ъглови отражатели*

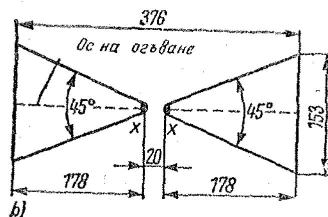
Популярните и ефективни антени с плоски ъглови отражатели се произвеждат от индустрията (вж. фиг. 26.14). Този вид антени вече беше описан подробно в раздел 26.2.3. На фиг. 29.25 е показана една широколентова антена за честотния обхват от 470 до 790 MHz. По своята механична конструкция тя съответствува на антената с аксиално огънат пеперудообразен дипол, показана на фиг. 26.13. Широчината на ъгловия отражател (вж. фиг. 26.12) не може да се отчете от фиг. 29.25; тя трябва да бъде по-голяма от 450 mm. По-голямата широчина увеличава затихването в обратна посока.

Характеристики (приблизителни стойности)

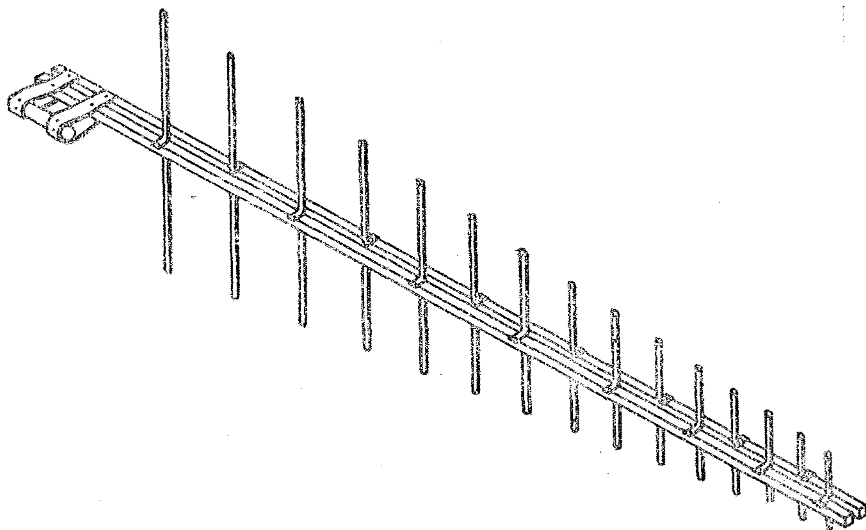
Усилването на антената е между 10 и 14,5 dB (зависи от четотата), затихването в обратна посока е >24 dB, входно съпротивление 240 Ω симетрично, коефициент на стоящи вълни $s=3$. Останалите данни са посочени в раздел 26.2.3.

Ъгловият отражател може да има ъгъл на разтвора 60°. В този случай разстоянието между дипола и отражателя трябва да бъде D = 248 mm, дължината на рамото е достатъчно да





Фиг. 29.25. Антена с ъгловиден отражател за IV/V обхват; *a* — изглед отстрани, *b* — пеперудообразен дипол (всички данни са в mm)



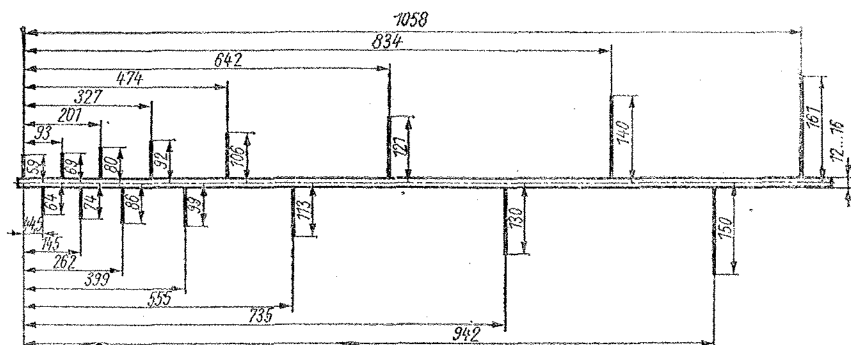
Фиг. 29.26. Конструкция на логопериодична антена за IV/V обхват с вертикална поляризация, пригодена за монтиране пред антенната мачта

бъде по-голяма от 500 mm. При тази конструкция обаче максимално възможното усилване е 12,5 dB.

29.3.12.4. *Логопериодични антени за IV/V обхват*

Въпреки че логопериодичните антени имат по-сложна механична конструкция от Яги-антените със същото усилване, те предлагат и някои предимства, които в някои случаи оправдават използването им като приемни телевизионни антени. Една логопериодична антена може да помогне преди всичко там, където се получават силни отразени сигнали или смущения от предавател, работещ на същия канал, както и приемания. Тя приема сигнали само от направлението на главния лъч, докато сигналите от всички останали направления се потискат с 25 до 35 dB. Тази почти идеална диаграма на насочено действие се запазва в цялата пропускана честотна лента, при което усилването се променя в зависимост от честотата само с около ± 0,4 dB.

Логопериодичната антена, показана на фиг. 29.26, има широчина на пропусканата честотна лента от 450 MHz до 850 MHz, следователно тя може да приема всички канали от 21 до 68 с постоянно усилване от около 9 dB (по отношение на един полувълнов вибратор). При директно захранване с коаксиален кабел с вълново съпротивление от 70 до 75 Ω коефициентът на стоящи вълни е $s \leq 1{,}3$. Конструкцията на антената съответствува на показаната на фиг. 26.17. Единствената разлика е, че след двойката най-дълги елементи се намира едно мостче за късо съединение, което улеснява симетрирането за включване на коаксиален кабел. Периодът τ е 0,93. За да се разберат по-добре подробностите на механичната конструкция на фиг. 29.26 антената е показана с вертикална поляризация. Хоризонтална поляризация се получава чрез аксиално завъртане на 90°, при което елементите се ориентират хоризонтално. Двете носещи тръби в оригиналната конструкция имат квадратен профил със страна 12,7 mm × × 12,7 mm; могат да се използват и обикновени четириъгълни алуминиеви тръби със страна 16 mm × 16 mm. Двете носещи стрели са дълги по 1250 mm и са разположени успоредно една на друга на разстояние 10 mm. Това разстояние се фиксира с подходящи



Фиг. 29.27 Една половина на логопериодична антена за IV/V обхват с данни за оразмеряване (не е в мащаб). Всички данни са в mm

пластмасови изолатори. Двата края на стрелите, разположени зад най-дългите елементи, се свързват галванически чрез скобата на носещата мачта и така двете стрели образуват двупроводна линия, свързана на късо в единия си край. Четириъгълната тръба е избрана, защото предлага удобна възможност за закрепване на елементите. Със същия успех могат да се използуват и обикновени алуминиеви тръби със кръгло сечение.

Елементите са изработени от тръби от лек метал или от плътен материал с диаметър от 6 до 8 mm. Единият край на елемента се сплесква, огъва се и след това, както се вижда от фиг. 29.26, се завинтва към носещата стрела. Могат да се използуват и елементи от отпадъчни алуминиеви ленти с широчина около 10 mm (широчината не е критична), които са равностойни от електрическа гледна точка, но са поевтини и по-удобни за закрепване. Трябва да се осигури добър електрически контакт между половинките на елементите и носещите стрели.

На фиг. 29.27 е представена едната половина на антената с всички необходими размери. Трябва да се изработят две такива половини, които след това да се сглобят с разстояние една до друга 10 mm, така че половинките на елементите с еднаква дължина да се допълват, както е показано на фиг. 29.26. Дължините на елементите, дадени на фиг. 29.27, се измерват от средата на носещите стрели.

Коаксиалният кабел се свързва, както описано в раздел 26.3.2. (фиг. 26.22*a*). Логопериодичната антена, показана на фиг. 26.20, е построена по същия принцип, но за друг честотен обхват; затова нейните данни могат да се използуват, като се има предвид това обстоятелство.

29.3.12.5. *Други форми на широколентови приемни телевизионни антени за IV/V обхват*

Етажираната V-образна антена, описана в раздел 27.1. (фиг. 27.1 и фиг. 27.2) има приблизително същите свойства, както етажираните целовълнови диполи, разположени пред рефлекторно платно (фиг. 29.23). Както се вижда от фиг. 27.2, V-образната антена може да се използува в целия IV/V обхват с усилване най-малко 9 dB и най-много 12 dB. Освен това тя може да бъде използувана допълнително и като приемна антена за УКВ (II обхват по стандарт CCIR). Етажираната V-образна антена в обхвата от 87,5 до 100 MHz действува като огъната целовълнова антена и затова диаграмата на насочено действие в хоризонталната равнина има почти кръгова форма. Двойните рамена (фиг. 10.31) осигуряват достатъчна широчина на пропусканата честотна лента, а съществуващото разсъгласуване (максимум 1 : 3) е без значение при приемане на УКВ радиопрограми. Антената се изработва с размерите, дадени на фиг. 27.1.

Друг вид антена, използуван за приемане на телевизионни програми от дециметровия обхват, е опростената

рупорна антена, описана в раздел 26.1.3. Ако антената, показана на фиг. 26.6, има дължина на страната не 2,45 m, а 800 mm, може да се разчита на усилване 10 dB в началото на IV обхват (21-и канал). Усилването нараства непрекъснато с увеличаване на честотата и в края на V обхват (60-ти канал) достига 15 dB. Предпоставка за това е изработването на двете диполни крила по възможност от алуминиева ламарина. Ъгълът на разтвор на диполните крила във всички случаи е 60°. Едно грубо правило гласи, че усилването на този вид антени нараства с 6 dB при удвояване на честотата.

В някои случаи може да представлява интерес и ромбичната антена за УКВ (фиг. 27.6). Както следва от фиг. 29.7, при зададени дължини на страните максималното усилване на антената се получава във високочестотната част на V обхват (50-ти канал). При това относителната дължина на страната на ромба възлиза на 4 λ. Като се спазват диаграмите (фиг. 12.9 и фиг. 27.4), може лесно да се конструират всякакви ромбични антени. При етажирането на две еднотипни ромбични антени се създават особено удобни условия за захранване. Разстоянието между двата етажа трябва да бъде около 800 mm; в такъв случай усилването нараства с около 2,5 dB. Точките на захранване на двете антени се свързват с некръстосана двупроводна линия с вълново съпротивление около 500 Ω. В средата на тази свързваща линия може да се включи симетричен захранващ кабел с вълново съпротивление от 240 до 300 Ω.

29.4. Радиоприемни антени за УКВ

Особено високо качественото предаване на радиопрограми с ЧМ изисква голяма широчина на честотната лента на високочестотния радиоканал. Затова излъчването на радиопрограми с честотна модулация се извършва в обхвата на УКВ. Според международните споразумения за I район са препоръчани честотните обхвати от 66 до 73 MHz (4,55 до 4,11 m) съгласно стандарта на OIRT и от 87,5 до 100 MHz (3,43 до 3,00 m) съгласно стандарта на CCIR.

Тъй като разпространението на метровите вълни става през тропосферата, зоната на покритие надхвърля с около 15% теоретично определената зона на оптическа видимост (вж. раздел 2.4.). Често е възможно далечно разпространение на ултракъсите вълни, дължащо се на особеното състояние на тропосферата. Обратно, свръхдалечно разпространение, дължащо се на отражение от йоносферата, се среща рядко. За да се постигне възможно най-голяма зона на покритие на УКВ-радиопредавателите, те се строят на голяма надморска височина и с високи носещи мачти.

Качествата на съвременните УКВ-приемници са толкова добри, че силните УКВ предаватели могат да се приемат със задоволително качество даже и с диполи, вградени в кутията на приемника, или с временни помощни антени. Една УКВ-антена, настроена в резонанс, е в състояние да задоволи по-високи изисквания. За безупречно приемане на стереофонични радиопрограми е нужно по-голямо антенно напрежение, отколкото при приемането на монофонични УКВ програми.

За приемането на монофонични радиопрограми е необходимо минимално ниво 40 dB μV (=100 μV), докато за качественото приемане на стереофонични програми антената трябва да подаде към приемника полезно напрежение най-малко 50 dB μV (=316 μV).

В УКВ обхватите, определени за излъчване на честотно модулирани радиопредавания, може да се реализират със сравнително приемливи разходи Яги-антени с усилване до 8 dB. Това означава, че нивото на полезното напрежение на сигнала трябва да има една относително голяма минимална стойност даже при приемане с обикновен дипол, защото с една съответно по-сложна антена то може да се увеличи само около 2,5 пъти.

Тези радиолюбители, които се интересуват от самостоятелно изработване на приемни антени за ЧМ радиопрограми, могат да намерят по-долу размери и технически данни за такива антени. Всички антени са изработени изцяло от метал. Те са оразмерени за симетрично входно съпротивление 240 Ω, широчината на пропусканата от тях честотна лента е достатъчна за приемане на целия обхват по стандарт CCIR, съотв. OIRT.

Таблица 29.12. Данни за оразмеряване на приемни антени за УКВ (стандарт OIRT и CCIR)

		Обхват 66...73 MHz	87,5...100 MHz
1-елементна антена (фиг. 29.9)	дължина L	2075	1470
	Характеристиките са дадени в раздел 29.3.1.		
2-елементна антена (фиг. 29.10)	Дължина L	2020	1420
	Дължина R	2250	1600
	Разстояние A	1220	975
	Характеристиките са дадени в раздел 29.3.2.		
3-елементна Яги-антена (фиг. 29.11) Характеристиките са дадени в раздел 29.3.3.	Дължина L	2040	1440
	Дължина R	2440	1740
	Дължина D	1780	1270
	Разстояние A_1	640	480
	Разстояние A_2	380	280
4-елементна Яги-антена (фиг. 29.12) Характеристиките са дадени в раздел 29.3.4.	Дължина L	2280	1580
	Дължина R	2670	1850
	Дължина D_1	1860	1280
	Дължина D_2	1820	1250
	Разстояние A_1	1220	830
	Разстояние A_2	320	230
	Разстояние A_3	980	690
6-елементна Яги антена (фиг. 29.13) Характеристиките са дадени в раздел 29.3.5.	Дължина L	2200	1580
	Дължина R	2630	1900
	Дължина D_1	1870	1350
	Дължина D_2	1890	1365
	Дължина D_3	1860	1345
	Дължина D_4	1830	1320
	Разстояние A_1	1200	870
	Разстояние A_2	295	212
	Разстояние A_3	965	705
	Разстияние A_4	843	615
	Разстояние A_5	920	670

Всички размери са в mm.

Препоръчва се като материал за елементите да се използува алуминиева тръба с диаметър от 10 до 30 mm. Със същия успех може да се използува плътен материал или какви да са профили и ленти, стига те да са подходящи от механична гледна точка.

Приемните антени за приемане на ЧМ радиопрограми не се различават от приемните телевизионни антени нито по конструкция, нито по електрически параметри. Общо взето, не се използуват специални видове антени. Тъй като всички описани антени имат входно съпротивление 240 Ω, те са съгласувани към нормирания входен импеданс на радиоприемниците. Не са дадени отделни чертежи на антените, чиито размери могат да се намерят в табл. 29.12, защото тези чертежи вече са показани в раздел 29.3. (фиг. 29.9 ÷ фиг. 29.13). Съответните характеристики са дадени в раздели 29.3.1. ÷ 29.3.5.

29.5. Симетриращ шлейф за УКВ- и телевизионни приемни антени

Днес почти всички индустриално произвеждани приемни телевизионни

Таблица 29.13. Геометрична дължина на кабела L, необходим за изработване на полувълнов симетриращ шлейф U-коляно за всички телевизионни и УКВ-радиообхвати

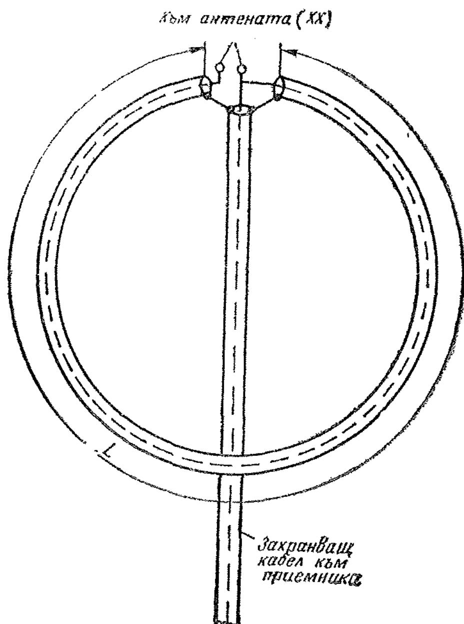
Дължина L при:	Телевизионни канали по стандарт CCIR							
	E-2	E-3	E-4	E-5	E-6	E-7	E-8	E-9
V=0,66	2020	1770	1570	562	541	521	502	485
V=0,77	2355	2065	1835	654	617	604	582	562
V=0,83	2545	2230	1978	708	682	656	633	611
	E-10	E-11	E-12					
V=0,66	470	454	440					
V=0,77	539	527	512					
V=0,83	592	572	554					

	Телевизионни канали по стандарт OIRT						
	R-I	R-II	R-III	R-IV	R-V	R-VI	R-VII
V=0,66	1980	1650	1270	1150	1055	562	538
V=0,77	2310	1925	1480	1343	1228	656	630
V=0,83	2495	2080	1600	1450	1330	6708	678
	R-VIII	R-IX	R-X	R-XI	R-XII		
V=0,66	515	495	476	460	442		
V=0,77	600	578	555	535	515		
V=0,83	649	624	600	580	557		

	Телевизионни канали от IV/V обхват							
	канал 21—25	канал 26—30	канал 31—35	канал 36—40	канал 41—45	канел 46—50	канал 51—55	канал 56—60
V=0,66	202	186	173	162	152	143	135	128
V=0,77	235	221	202	188	177	167	158	149
V=0,83	255	234	218	204	192	180	170	161

	Антени за приемане на радиопрограми, излъчвани в обхвата на УКВ (по стандарт CCIR и по стандарт OIRT)	
	CCIR (87,5 . . . 100 MHz)	OIRT (66 . . . 73 MHz)
V=0,66	1053	1415
V=0,77	1230	1650
V=0,83	1327	1783

Всички данни са в mm.



Фиг. 29.28. Схема за оразмеряване на полувълнов симетриращ шлейф (вж. табл. 29.13)

и УКВ радиоприемни антени имат симетрично входно съпротивление със стойности 240 Ω. Това важи и за антените, описани в този раздел.

Както вече беше казано, по-изгодно от електрическа гледна точка и по-икономично, ако се има предвид трайността на кабела, е постоянните (стационарните) антени да се захранват чрез коаксиален кабел. Най-простият начин да се съгласува една симетрична атена с входно съпротивление 240 Ω към коаксиален кабел, като едновременно се внасят минимални загуби, е да се използва балунтрансформатор, наричан още симетриращ шлейф. Този трансформатор (вж. раздел 7.5.), който осъществява необходимата трансформация в отношение 4 : 1 и едновременно прехода от симетрично към несиметрично спрямо земя входно съпротивление, може да се изработи най-лесно от едно парче коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω (фиг. 29.28). Геометричната дължина на шлейфа възлиза на λ/2, умножена по коефициента на скъсяване на използвания кабел. Обикновените коаксиални кабели имат коефициент на скъсяване V=0,66; такива с въздушен диелектрик имат по-малки загуби и техният коефициент на скъсяване е около 0,77. Кабелите с диелектрик порест полиетилен имат особено малки загуби. Техният коефициент на скъсяване е 0,83.

Въпреки че симетриращият трансформатор представлява една екранирана линия, той има сравнително широка пропускана лента. Затова във всички телевизионни обхвати може да се използва по един такъв трансформатор, оразмерен винаги за средната честота на съответния обхват. Това важи и за IV/V телевизионен обхват. Ако антената трябва да се използва само за приемане на определен брой канали или на отделен канал, шлейфът се оразмерява за средната честота на тази група канали, съотв. канал.

В табл. 29.13 са дадени механичните дължини на съгласуващи трансформатори за всички телевизионни и УКВ радиообхвати при използване на коаксиални кабели с коефициенти на скъсяване 0,66, 0,77 и 0,83.

30. Потискане на нежелателните излъчвания

Според § 8 на *Предписанието за потискане на радиосмущенията* от 3. IV. 1959 г.* едно смущение се счита за отстранено, ако размахът на смущаващото напрежение в работната антена на смущаваната приемна радиоапаратура не надвишава 5 μV или ако отношението на полезното напрежение към смущаващото напрежение не е по-малко от посочените по-долу стойности:

— *радиоразпръскване и радиотелефони с амплитудна модулация*

$$\frac{\text{полезно напрежение}}{\text{смущаващо напрежение}} \geqq \frac{100}{1} = 40\ \text{dB}$$

— *радиоразпръскване и радиотелефони с честотна модулация*

$$\frac{\text{полезно напрежение}}{\text{смущаващо напрежение}} \geqq \frac{10}{1} = 20\ \text{dB}$$

— *телеграфни радиослужби (включително фототелеграф)*

$$\frac{\text{полезно напрежение}}{\text{смущаващо напрежение}} \geqq \frac{50}{1} = 34\ \text{dB}$$

— *телевизия*

$$\frac{\text{полезно напрежение}}{\text{смущаващо напрежение}} \geqq \frac{200}{1} = 46\ \text{dB}$$

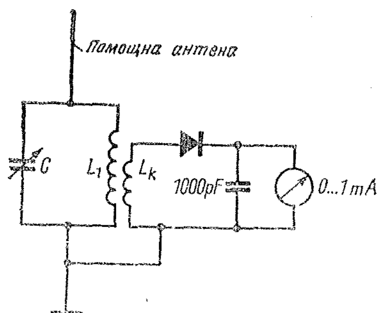
Според § 9 на същото предписание *Комисията по радиосмущенията към пощите* е опълномощена да провери дали смущаваната радиоапаратура отговаря на установените норми и дали смущенията могат да се отстранят чрез действия, предприети при смущаваната радиоапаратура. Ако конструкцията на смущаваната радиоапаратура удовлетворява съответните технически изисквания, собственикът на апаратурата, източник на смущения, е длъжен да осигури на собствени разноски потискане на смущенията според нормите, посочени в § 8. Ако собственикът на смущаващата апаратура не изпълни до изтичането на определено време писмените предписания на комисията по радиосмущенията или ако откаже да отстрани смущенията, съгласно § 10 пощенската служба има право да отстрани или да нареди смущенията да бъдат отстранени на негови разноски. Комисията по радиосмущенията може да спре работата на смущаващата апаратура и да запечата същата до отстраняване на смущенията.

30.1. Общи съображения по отстраняване на радиосмущенията

Радиолюбителят експлоатира устройства, които могат да предизвикат значителни радиосмущения. В случай на възникване на такива смущения радиолюбителят е длъжен да вземе мерки за отстраняването им. Антенната система сама по себе си не може да бъде източник на смущения, защото тя не генерира електромагнитни трептения, а само ги пренася. Това означава, че антената и захранващата линия могат да излъчат смущаващ сигнал само ако той е „доставен" от предавателя. Затова основа на всяко действие за отстраняване на смущенията е откриването на първопричината им.

Източник на смущения в една любителска апаратура са на първо място всички осцилатори, които, както е известно, освен желаната основна че-

* Тук се цитират законни разпореждания, които са в сила в ГДР.



Фиг. 30.1. Прост индикатор на смущаващо излъчване и вълномер

стота излъчват цял спектър от висши и паразитни трептения. Високочестотните усилвателни стъпала и умножителите на честота могат да се самовъзбудят, ако не са конструирани правилно или липсва неутрализация. Други радиосмущения могат да възникнат при премодулация или детекция и от електрически искри (напр. смущенис, излъчвано от телеграфни предаватели при манипулация).

Пренасянето на радиосмущенията може да стане по различни пътища. Особено при лоша екранировка на предавателя и лошо заземяване смущаващото излъчване се разпространява направо по електрическата инсталация на къщата, по заземителния проводник или по други електрически проводници. Общо взето, на най-голямо разстояние се разпространяват смущенията, излъчени от антенната система.

В съответствие с тематиката на книгата по-долу ще бъдат описани мерките за отстраняване на смущенията, които се вземат при антенната система или направо в крайното стъпало на предавателя.

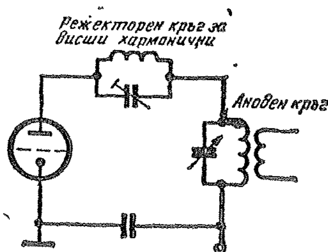
Те обаче могат да имат пълен успех само тогава, когато действително главната част на смущаващото излъчване се дължи на антенната система. Предполага се, че:

— предавателят е плътно екраниран и безупречно заземен;
— всички обслужващи и захранващи кабели, излизащи от предавателя, са филтрирани с дросели;
— общата конструкция на предавателя съответствува на достиженията на съвременната техника.

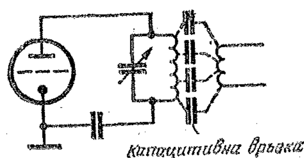
30.2. Мерки за отстраняване на смущенията

Няма просто правило за отстраняване на радиосмущенията, защото възникващите смущения се различават по източника си, пътя на разпространение и проявлението си при смущавания приемник. Затова трябва да се действува методично и първоначално да се направи опит за определяне на смущаващата честота (или честоти) на мястото на максималното им излъчване. Добра работа може да свърши един прост вълномер (фиг. 30.1). Настройващият кръг L_1—C трябва да покрива съответния честотен обхват; препоръчва се предварително кръгът да се еталонира чрез контролен генератор. Бобината за връзка L_k има 5 пъти помалко навивки от L_1; може да се използува всякакъв високочестотен германиев диод. С помощта на къса спомагателна антена (дълга от 25 до 30 cm) се изследва околността на крайното стъпало на предавателя, като едновременно се променя и настройката на вълномера. Ако се установи наличие на смущаващо излъчване, честотата му се сравнява с данните от табл. 33.4, за да се определи хармоничната на основната честота. Смущаващите честоти, които не съвпадат с честотите от тази таблица, се дължат най-често на самовъзбуждане на някое от стъпалата на предавателя или са продукт на смесване. Смущаващите честоти, излъчени от антенната система, във всички случаи се откриват и в анодния кръг на крайното стъпало на предавателя.

Ако смущаващата честота е хармонична на основната, полезна честота, понякога е достатъчно само в анодната



Фиг. 30.2. Режекторен кръг за висшите хармонични, включен в крайното стъпало



Фиг. 30.3. Непредвидена капацитивна връзка с антенния кръг

верига на крайното стъпало да се включи един паралелен трептящ кръг (фиг. 30.2), настроен на честотата на смущаващия сигнал. Този трептящ кръг се настройва грубо с гриддипметър; фината настройка се извършва по време на работа, като целта е да се получи минимално смущаващо напрежение. При противотактно крайно стъпало във всяка анодна верига трябва да се включи по един такъв режекторен кръг. Ако смущаващото излъчване е широколентово или на няколко честоти, обикновените режекторни кръгове вече не помагат, защото те са селективни трептящи кръгове, които преграждат пътя към антената само на тясно ограничен участък от спектъра на смущаващия сигнал. Затова такива режекторни филтри днес се използуват сравнително рядко.

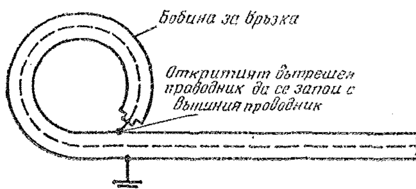
Висшите хармонични, съществуващи в анодния кръг на едно стъпало, се пренасят в антенния кръг чрез непредвидени паразитни капацитивни връзки, защото най-често използуваната индуктивна връзка представлява едновременно и една капацитивна връзка (фиг. 30.3).

Малките капацитети на бобината най-често имат голямо капацитивно съпротивление за основната работна честота, така че за нея преобладава индуктивната връзка. Както е известно обаче, капацитивното съпротивелние на един кондензатор намалява с увеличаване на честотата. Това означава, че малкият капацитет на бобината за връзка спрямо бобината в анодния кръг може да представлява удобен път за преминаване на висшите хармонични към антената.

За намаляване на капацитивната връзка и с това и на излъчването на висшите хармонични на полезната честота свързването на антената трябва да става по възможност откъм „студения" край на бобината на анодния кръг на крайното стъпало. Ако бобината за връзка е навита върху бобината на анодния кръг, тогава изводът на бобината за връзка, намиращ се откъм „горещия" край на анодната бобина, трябва да се свърже към нулевия потенциал. Този край на бобината за връзка трябва да се отведе към шасито на предавателя по най-късия път. Особено подходяща за свързващ проводник е медна лента, защото тя има малка индуктивност. При симетричните проводникови линии с малко вълново съпротивление се заземяват средните точки на бобините; при несиметричните линии за връзка, изработени от коаксиален кабел, се заземява външният проводник на кабела. В УКВ-обхвата бобините за връзка на една несиметрична свързваща линия могат също да бъдат изработени от коаксиален кабел. Чрез екранираната бобина за връзка се постига безкапацитивно и практически чисто индуктивно свързване на антената с анодния кръг на крайното стъпало (фиг. 30.4).

Висшите хармонични, които протичат към антената по вътрешния проводник на коаксиалния кабел, могат да се филтрират сравнително лесно чрез схемите за връзка с антената или чрез филтри. По този начин обаче не се премахват онези смущаващи сигнали, които преминават към антената по външния проводник на кабела. Затова потискането на висшите хармонични чрез чисто индуктивната връзка с антената е ефективно само тогава, когато чрез разумно екраниране на предавателя се попречи на хармоничните да достигнат до външния проводник на кабела.

Повечето схеми за връзка с антената (вж. раздел 8.) чрез допълнителната си избирателност осигуряват ефективно потискане на висшите хармонични. За филтриране на висшите хармонични и на останалите смущаващи че-



Фиг. 30.4. Екранирана бобина за връзка

стоти са подходящи антенни филтри, които имат свойството да пропускат или да блокират цели честотни обхвати. Тези филтри се характеризират със своите ленти на пропускане и непропускане. В пропусканата честотна лента филтърът трябва да пропуска всички честоти без загуби. Обратно, в лентата на непропускане филтърът не трябва да предава към потребителя никаква активна мощност (в идеалния случай), т. е. честотите от лентата на непропускане не трябва да имат достъп до антената. Елементите на този филтър не трябва да консумират активна мощност. Това изискване изпълняват индуктивностите и капацитетите, които в идеалния случай действуват като чисто реактивни съпротивления. Затова антенните филтри съдържат изключително капацитети и индуктивности.

Преходът от зоната на пропускане към зоната на непропускане в идеалния случай трябва да става скокообразно. Тъй като обаче отделните схемни елементи не са съвсем без загуби, преходът е повече или по-малко стръмен. Честотата, при която става преходът от областта на непропускане към областта на пропускане, се нарича *критична* или *гранична честота* f_{gr}. При критичната честота индуктивното съпротивление на филтъра е равно на неговото капацитивно съпротивление.

Антенните филтри се свързват към съгласувани захранващи линии. Това съгласуване не бива да се нарушава и затова входният и изходният импеданс на филтъра трябва да са равни на вълновото съпротивление на захранващия кабел Z. Освен това трябва да се запази и симетрията; една несиметрична захранваща линия изисква несиметричен филтър, докато симетричните спрямо земя филтри са предназначени за симетрични захранващи линии.

В зависимост от предназначението им могат да се посочат следните основни видове филтри:

Нископропускащ филтър	Лентов филтър
Високопропускащ филтър	Режекторен филтър

При пресмятане на филтрите трябва да се изходи от следните принципни съотношения, които имат основно значение в цялата високочестотна техника:

Ъглова честота

$$\omega = 2\pi f = 6{,}28 f, \qquad (30.1)$$

където $\pi = 3{,}14$ (константа), f — честота;

импеданс

$$Z = \frac{L}{C}, \qquad (30.2)$$

където L е индуктивността, C е капацитетът;

индуктивно съпротивление

$$R_L = \omega L; \qquad (30.3)$$

капацитивно съпротивление

$$R_C = \frac{1}{\omega C}; \qquad (30.4)$$

условие за резонанс

$$L_{gr} = \frac{1}{\omega_{gr} C}; \qquad (30.5)$$

ъглова честота на граничната честота

$$\omega_{gr} = 2\pi f_{gr}. \qquad (30.6)$$

От тези основни уравнения чрез заместване могат да се получат други, които позволяват лесно пресмятане на филтрите.

30.2.1. Нискочестотен (нископропускащ) филтър

Един нискочестотен филтър има свойството да пропуска всички честоти, по-ниски от една определена гранична честота f_{gr} (област на пропускане); всички по-високи честоти не се пропускат (област на непропускане). В най-простата си форма едно несиметрично полузвено се състои от надлъжна индуктивност L и напречен капацитет C (фиг. 30.5*a*). Най-често обаче заграждащото действие на полузвената е твърде слабо. Затова се предпочита така нареченото цяло звено, представено като несиметрична схема на фиг. 30.5*b*. Ако то се оразмери напр. за импеданс 60 Ω, може да се включи в захранваща линия, изработена от коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω (входният импеданс Z_E е равен на изходния

импеданс Z_A и на вълновото съпротивление Z на захранващата линия).

Трети вариант на този филтър — симетрично цяло звено — е показан на фиг. 30.5*c*. Той намира приложение при симетрични захранващи линии (УКВ лентови кабели, двупроводни линии с въздушна изолация и пр.).

За пресмятане на нискочестотни филтри са необходими следните формули, изведени от уравн. (30.1)÷(30.6):

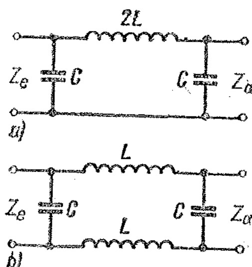
индуктивност $L = \frac{Z}{\omega_{gr}}$, (30.7)

капацитет $C = \frac{1}{\omega_{gr} \cdot Z}$, (30.8)

където L е в H, Z е в Ω, ω_{gr} е в Hz, C е в F.

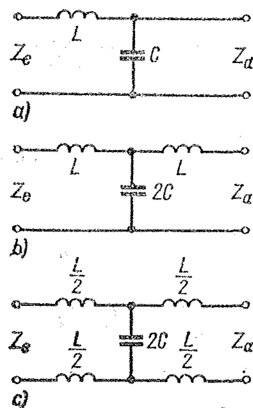
По-често за отстраняване на радиосмущенията вместо Т-образни схеми на нискочестотни филтри се използуват П-образни (фиг. 30.6). Тези филтри са известни на всеки радиолюбител като Колинс-филтри. L и C за тази схема също се пресмятат по уравн. (30.7) и уравн. (30.8).

На практика при оразмеряването на Т-образните и П-образните схеми се получават малки разлики. Вълновото съпротивление на един нискочестотен филтър в областта на пропускане е реално, но с непостоянна стойност. При Т-образната схема то намалява

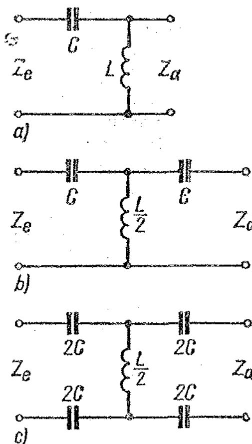


Фиг. 30.6. П-образни нискочестотни филтри: *a* — несиметрично П-образно звено, *b* — симетрично П-образно звено

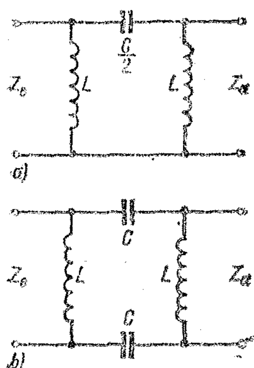
при доближаване към граничната честота, докато при П-образната схема при същите условия то се повишава. Затова при пресмятане на Т-образни филтри импедансът на филтъра трябва да се приеме по-голям от вълновото съпротивление на захранващия кабел Z_S. Напротив, за П-образните схеми се приема по-малък импеданс на филтъра. На практика добри резултати се получават, ако импедансът на филтъра Z_{fi} се приеме равен на 1,25 Z_S за Т-образните схеми и на 0,8 . Z_S за П-образните схеми. Ако например един Т-образен филтър трябва да се включи към коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω, импедансът на филтъра Z_{fi} се приема равен на 1,25 . 60 = 75 Ω.



Фиг. 30.5. Т-образни нископропускащи филтри; *a* — несиметрично полузвено, *b* — несиметрично цяло звено, *c* — симетрично цяло звено



Фиг. 30.7. Т-образни високочестотни филтри: *a* — несиметрично полузвено, *b* — несиметрично звено, *c* — симетрично звено



Фиг. 30.8. П-образни високочестотни филтри; *a* — несиметрично П-образно звено, *b* — симетрично П-образно звено

Ако ще се използува П-образна схема, при същите условия се получава $Z_{fi}=0{,}8 . 60=48\ \Omega$.

30.2.2. Високочестотен (високопропускащ) филтър

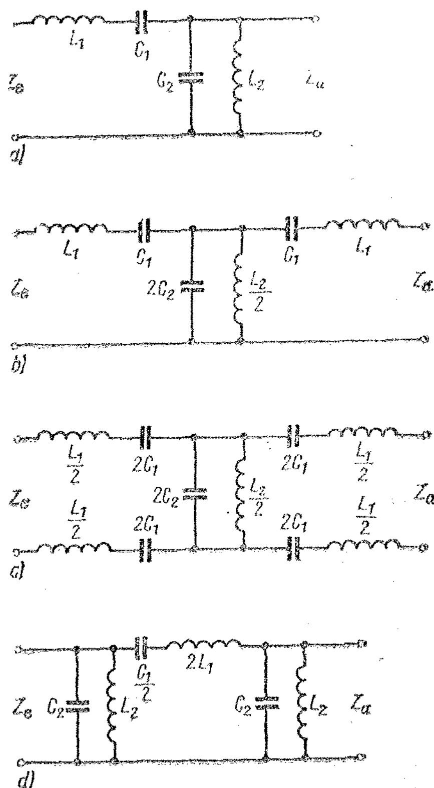
Високочестотният филтър има свойството да пропуска всички честоти, по-високи от една определена гранична честота f_{gr}. Всички честотя, които са по-ниски от граничната честота, не се пропускат. Разликата спрямо нискочестотните филтри се състои в това, че при високочестотните филтри в надлъжната верига е включен капацитет, а в напречната — индуктивност. И тук се прави разлика между Т-образни (фиг. 30.7) и П-образни (фиг. 30.8) схеми.

Формулите за пресмятане на L и C, дадени за нискочестотните филтри (уравн. 30.7 и уравн. 30.8) са валидни и за високочестотните филтри. По същия начин за Т-образните схеми се приема $Z_{fi}=1{,}25\ Z_S$, а за П-образните $Z_{fi}=0{,}8Z_S$. Общо взето, високочестотни филтри не са необходими за потискане на смущенията при предавателя. Те обаче често се поставят на входа на приемника — предимно при телевизионните приемници — за да отстранят смущенията, причинени от любителски радиопредаватели.

30.2.2. Лентов филтър

Както показва още самото име на филтъра, той пропуска определена честотна лента. Тази честотна лента се ограничава от двете дефинирани честоти f_h (най-висока пропускана честота) и f_t (най-ниска пропускана честота).

Всички честоти, които са по-високи от f_h или по-ниски от f_t, не се пропускат. Както е показано на фиг. (30.9), лентовият филтър се състои от един последователен трептящ кръг (L_1—C_1), включен в надлъжната верига, и един паралелен трептящ кръг (L_2—C_2), свързан в напречната верига. При пресмятането на лентовия филтър от зададените горна гранична честота f_h и долна гранична честота f_t по уравн. (30.1) трябва да се изчислят кръговите честоти ω_h и ω_t. След това чрез f_h и f_t се определя средната резонансна честота f_m (сре-



Фиг. 30.9. П- и Т-образни лентови филтри; *a* — несиметрично полузвено, *b* — несиметрично Т-образно звено, *c* — симетрично Т-образно звено, *d* — несиметрично П-образно звено

дата на пропускания честотен обхват) и средната кръгова резонансна честота. След като са установени стойностите на ω_h, ω_l и ω_m, елементите на филтъра могат да бъдат пресметнати по следните формули:

$$L_1 = \frac{Z}{(\omega_h - \omega_l)}, \tag{30.9}$$

$$L_2 = \frac{Z.(\omega_h - \omega_l)}{\omega_m^2}, \tag{30.10}$$

$$C_1 = \frac{\omega_h - \omega_l}{\omega_m^2 . Z}, \tag{30.11}$$

$$C_2 = \frac{1}{Z.(\omega_h - \omega_l)}, \tag{30.12}$$

където L е в H, Z е в Ω, ω е в Hz, C е в F.

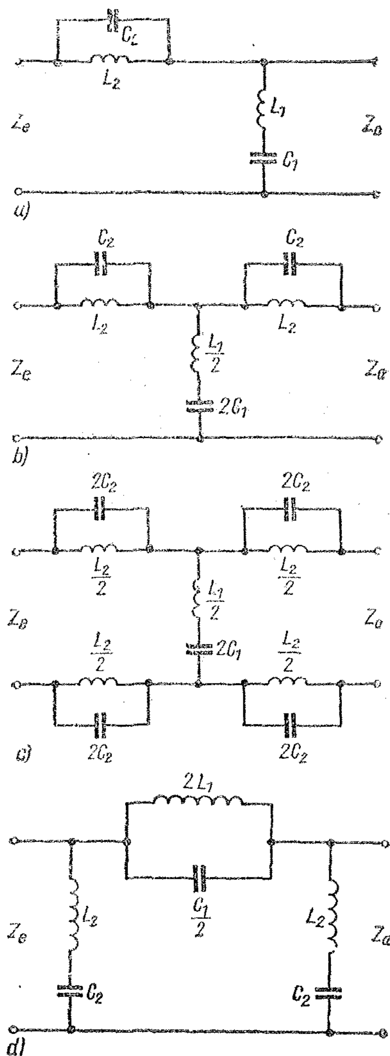
Горните уравнения се отнасят за Т-образните и П-образните схеми на лентови филтри, показани на фиг. (30.9).

30.2.4. Режекторен филтър

Режекторният филтър има област на непропускане, която се ограничава от определените честоти f_h и f_l. Всички честоти, които са по-високи от f_h или по-ниски от f_l. се пропускат. Както е показано на фиг. (30.10), в надлъжната верига на режекторния филтър е включен паралелен трептящ кръг, а в напречната — последователен трептящ кръг.

Елементите на режекторните филтри се изчисляват по формулите (30.9)÷(30.12). По същия начин се определят и заместват ω_h, ω_l и ω_m. Следователно изчислението не се отличава от това на лентовия филтър. Единствено чрез разместването на паралелните и последователните трептящи кръгове областта на пропускане се превръща в област на непропускане и обратно.

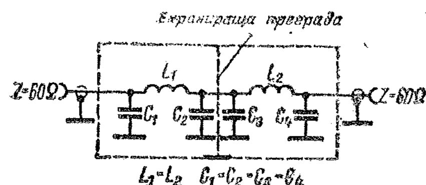
Импедансът на режекторния филтър при Т-образна схема също трябва да се приеме равен на 1,25 Z_S, а при П-образна схема — на 0,8 Z_S.



Фиг. 30.10. Режекторни Т- и П-образни филтри; *a* — несиметрично полузвено, *b* — несиметрично Т-образно звено, *c* — симетрично Т-образно звено, *d* — несиметрично П-образно звено

30.2.5. Практически изработени антенни филтри

В любителската практика най-популярното средство за потискане на висшите хармонични е Колинс-филтърът. Той представлява един обикновен П-образен нископропускащ филтър. При правилно оразмеряване и настройка той в много случаи осигурява ефикасно потискане на висшите хармонични.



Фиг. 30.11. Несиметричен двоен П-образен нископропускащ филтър

Изчислението и настройката на Колинс-филтъра са описани в раздел 8.1.1.1.

При големи изходни мощности и при възбуждане на крайното стъпало на предавателя, работещо в клас С, с голям сигнал, се случва висшите хармонични да достигнат през захранващия кабел до антената и да бъдат излъчени. Ако антената се захранва чрез коаксиален кабел и ако той е съгласуван правилно, към вътрешния проводник на кабела може да се включи един нископропускащ филтър (вж. фиг. 30.11). Той се състои от два П-образни филтъра с постоянна настройка и потиска втората хармонична с около 30 dB, третата хармонична с около 48 dB и четвъртата хармонична с около 60 dB.

Теоретически потискането на висшите хармонични нараства непрекъснато с повишаване на поредния номер на хармоничната на основната честота, но на практика при много високи честоти поради комплексния характер на схемните елементи и на паразитните реактанси на свързващите проводници то има крайна стойност.

Филтърът се вгражда в метална кутия, затворена от всички страни. Двете секции на филтъра са разделени чрез екранираща преграда, поставена в средата на металната кутия. Кутията се свързва по най-късия път с нулевия потенциал на крайното стъпало на предавателя. Такива антенни филтри се оразмеряват оптимално поотделно за всеки любителски обхват, като използването им се ограничава само за любителските обхвати, в които при работа може да се очаква появяване на радиосмущения. При използуване на елементи без загуби преходното затихване (затихването на полезния сигнал) е по-малко от 0,5 dB.

Ако се използват капацитети и индуктивности със стойност, посочена в табл. 30.1, филтърът може да се включи за работа без специална настройка.

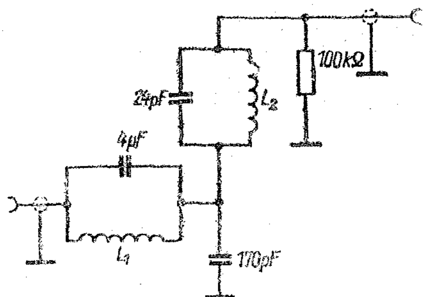
Всички бобини се навиват свободно (без тяло) от проводник с дебелина 2 mm; необходимата стойност на индуктивността се нагласява чрез свиване или разтягане на бобината. Радиолюбителите рядко имат на разположение измерител на индуктивности, затова настройката се извършва с гриддипметър. За целта отначало двата кондензатора C_2 и C_3 се дават накъсо, като свързващият проводник, преминаващ през екраниращата преграда, се дава на маса чрез две медни ленти. Така се получават два независими един от друг паралелни трептящи кръга (L_1—C_1 и L_2—C_4), които трябва да бъдат настроени на работната честота чрез деформиране на бобините. Настройката се контролира с гриддипметър. След това двете ленти за късо съединение се отстраняват и филтърът е готов за използуване.

Таблица 30.1. Данни за оразмеряване на нископропускащ филтър (фиг. 30.11)

Любителски обхват, m	Капацитети $C_1 \div C_4$ в pF	Индуктивности L_1 и L_2 в μH	Данни за L_1 и L_2		
			диаметър в mm	дължина в mm	брой на нав.
80	820	2,2	25	50	13
40	390	1,3	25	25	8
20	220	0,57	20	20	7
15	150	0,38	13	18	6
10	100	0,30	13	22	6

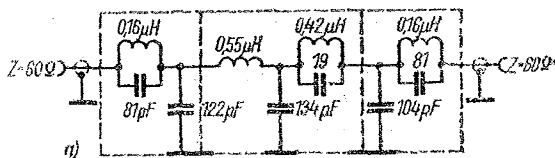
Кондензаторите трябва да са без загуби; не се поставят особено високи изисквания по отношение на пробивното им напрежение. При високочестотна мощност напр. 100 W напрежението по един коаксиален захранващ кабел е около 110 V и при анодна модулация се повишава в съответствие с модулиращия сигнал. Керамични кондензатори с изпитвателно променливо напрежение 350 V могат да се използват при мощности до 100 W. Трябва обаче да се установи точно, че в захранващата линия липсват стоящи вълни (точно съгласуване), защото в противен случай се появяват пикове на напрежението, които разрушават кондензаторите.

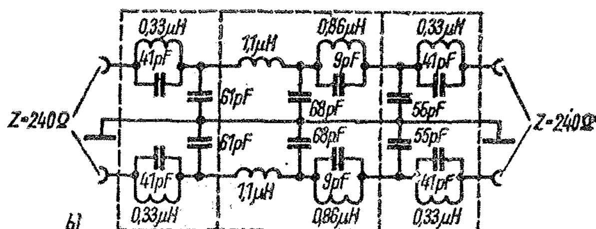
Компактният филтър, показан на фиг. 30.12, се използува от фирмата Motorola за радиопредаватели, монтирани в превозни средства, и е годен за приложение като нискочестотен филтър в любителските обхвати с честота до 30 MHz. Няма екранировка между двете звена на филтъра. Осите на двете бобини L_1 и L_2 са разположени на 90°. Така взаимното влияние на бобините е минимално. Съпротивлението 100 kΩ/0,5 W служи за отвеждане на статичните заряди от антената при мобилна работа. Този компактен филтър може да се помести в екранирана кутийка вътре в късовълновия предавател.



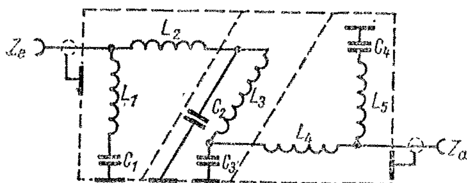
Фиг. 30.12. Компактен нископропускащ филтър за маломощни късовълнови предаватели ($L_1 = L_2$, 8 нав. от меден проводник с диаметър 1 mm, навити една до друга върху тяло с диаметър 6 mm)

Тризвенният нискочестотен филтър (фиг. 30.13) удовлетворява по-високи изисквания за потискане на висшите хармонични. Несиметричният филтър (фиг. 30.13*a*) е предназначен за свързване към коаксиален захранващ кабел с вълново съпротивление 60 Ω; симетричният филтър (фиг. 30.13*b*) се използува при симетрични лентови кабели с вълново съпротивление 240 Ω. Филтърът е монтиран в екранирана кутия с три отделения. Областта на непропускане започва при 35 MHz, така могат да се потиснат всички смущения в обхватите за УКВ радиоразпръскване





Фиг. 30.13
Подобрен тризвенен нискочестотен филтър, пропускащ честоти до 35 MHz; *a* — несиметричен филтър, предназначен за използуване с коаксиален кабел с вълново спротивление 60 Ω, *b* — симетричен филтър за 240-Ω-лентов кабел



Фиг. 30.14. Несиметричен тризвенен филтър, пропускащ честоти до 35 MHz

и телевизия. В цялата област на непропускане затихването на висшите хармонични е между 60 и 70 dB. Такива филтри могат да се прилагат при всички късовълнови предаватели, чиято работна честота е под 30 MHz.

На фиг. 30.14 е показана една подобна схема на нискочестотен филтър. Това е също един тризвенен филтър, който е поместен в три екранирани камери. Докато в схемата, показана на фиг. 30.13, в надлъжното рамо на филтъра са включени паралелни трептящи кръгове, тук в напречното рамо са поставени последователни трептящи кръгове. Резонансните кръгове служат за увеличаване на стръмността на кривата на затихването при прехода към областта на непропускане. Паралелните резонансни кръгове, включени в надлъжното рамо на филтъра, действуват като *режекторни* филтри за резонансната си честота, т. е. те не пропускат сигнал с такава честота. Последователните трептящи кръгове в напречното рамо на филтъра са *поглъщащи* кръгове. Те пропускат без затихване сигнал с резонансната им честота и по този начин го отвеждат към нулевия потенциал; всички останали честоти не се пропускат. Затова практически резултатът от действието на двата вида филтри е еднакъв. В табл. 30.2 са дадени данни за оразмеряване на такива филтри и честотите на настройка, които ще бъдат пояснени допълнително. Данните са усреднени за обичайните стойности на вълновото съпротивление на коаксиалните кабели — 52 Ω, 60 Ω и 75 Ω.

Всички бобини се изработват от лакиран меден проводник с диаметър от 1,5 до 2 mm. Те се навиват върху тяло с диаметър 11 mm, така че вътрешният диаметър на бобините след изваждане на тялото е от 12 до 13 mm.

За правилната настройка на филтъра е необходим един гриддипметър с честотен обхват от 20 до 50 MHz. Първоначално двете бобини L_2 и L_4 се изваждат от филтъра; входната клема Z_E и изходната клема Z_A се свързват на късо към маса (към екранировката). Така се създават три независими един от друг паралелни трептящи кръга: L_1—C_1, L_5—C_4 и L_3—C_2—C_3. Чрез свиване или разтягане на бобината L_1 кръгът L_1—C_1 се настройва на честота f_1, посочена в табл. 30.2 (кон-

Таблица 30.2. Данни за оразмеряване и честоти на настройка на нископропускащ филтър (фиг. 30.14)

	Импеданс на филтъра		
	52 Ω	60 Ω	75 Ω
Капацитети C_1, C_4	50 pF	46 pF	35 pF
Капацитети C_2, C_3	170 pF	150 pF	120 pF
Данни за L_1 и L_5	5 нав.	5,5 нав.	6 нав.
Данни за L_2 и L_4	8 нав.	9 нав.	11 нав.
Данни за L_3	9 нав.	10,5 нав.	13 нав.
Гранична честота f_{gr}	36 MHz	36 MHz	36 BHz
Честота на настройка f_1	44,4 MHz	45,5 MHz	47 MHz
Честота на настройка f_2	25,5 MHz	25,4 MHz	25,2 MHz
Честота на настройка f_3	32,5 MHz	32,2 MHz	31,8 MHz

тролира се с гриддипметър). По същия начин се настройва и кръгът L_5—C_4. След това чрез изменение на бобината L_3 кръгът L_3—C_2—C_3 се настройва на честотата f_2. Накрая внимателно се отпоява настроената бобина L_3, при това тя не трябва да се деформира повече. Едновременно се отстраняват мостчета за късо съединение, свързани към входната и изходната клема, и бобините L_2 и L_4 се поставят обратно в екранираната кутия. Бобината L_2 се променя механически така, че гриддипметърът да отчете резонанс на цялата система C_1—L_1—L_2—C_2 при честота f_3. При тази настройка L_1 не бива да се променя. По същия начин чрез бобината L_4 се настройва системата C_4—L_5—L_4—C_3 (честота на настройка също f_3). Настроената вече бобина L_3 внимателно се поставя обратно в кутията; с това филтърът е настроен и е готов за работа. Препоръчва се още една проверка на настройката с гриддипметъра. Всяка от бобините (от L_1 до L_5) трябва да има резонансна честота около 36 MHz. Това е граничната честота f_{gr}, от която започва областта на непропускане.

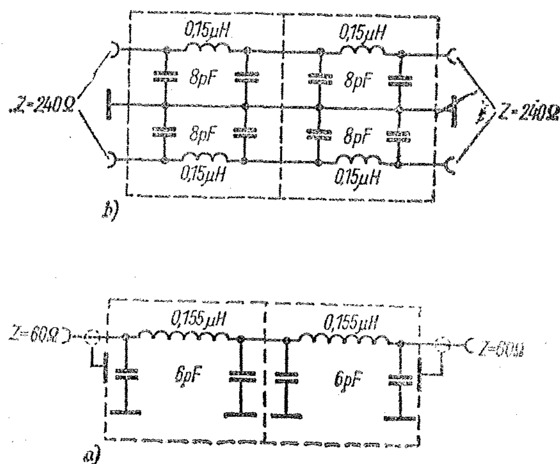
Висшите хармонични, създадени от крайното стъпало на един предавател за 144 MHz, попадат в честотните обхвати 288÷292 MHz, 432÷438 MHz, 576÷584 MHz и т. н. Те биха могли да предизвикат смущения само в каналите на IV/V телевизионен обхват (канал 34 до 35 и канал 52 до 53). За съжаление обаче умножителите на честота, поставени преди крайното стъпало, освен полезната висша хармонична генерират и цяла поредица от нежелани хармонични, които могат да се усилят, умножат и смесят от крайното стъпало. Затова често е необходимо предавателите в обхвата 2 m да се снабдят с филтър за отстраняване на смущенията и в трети телевизионен обхват.

На фиг. 30.15 е показан двузвенен нискочестотен филтър (симетричен и несиметричен) за предавател в обхвата 2 m. Данни за стойностите на елементите са дадени във фигурата. Може да се използува и филтърът от фиг. 30.14 (разбира се, след съответно преоразмеряване). Тогава въз основа на табл. 30.2 се получават следните данни:

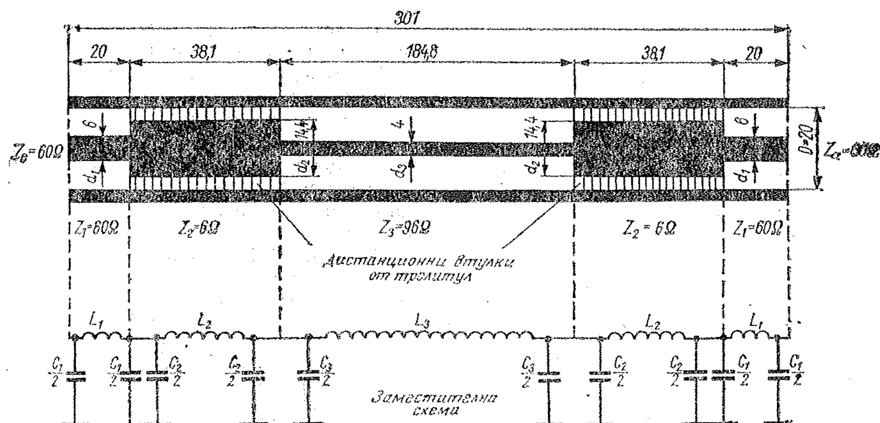
C_1, C_4=10 pF; C_2, C_3=40 pF;
L_1, L_5=3 нав.; L_2, L_4=2 нав.;
L_3=5 нав.

Бобините са изработени от лакиран меден проводник с диаметър 1 mm и се навиват върху тяло с диаметър 6 mm. Настройката е аналогична на описаната по-горе за филтри на предаватели, работещи в късовълновите обхвати. Трябва да се спазят следните честоти за настройка: f_{gr}=160 MHz; честота на настройка f_1=200 MHz; f_2=112 MHz; f_3=144 MHz.

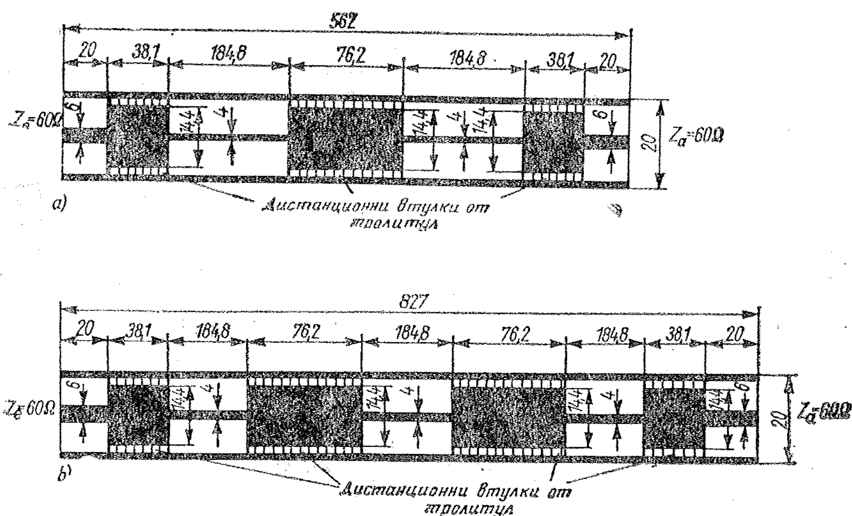
Един предавател за обхвата 2 m може да смущава не само приемането на телевизионни програми, но и работата на голям брой важни радиослужби,



Фиг. 30.15
П-образен нископропускащ филтър за предаватели за обхвата 2 m; *a* — несиметричен филтър за коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω, *b* — симетричен филтър за лентов кабел с вълново съпротивление 240 Ω

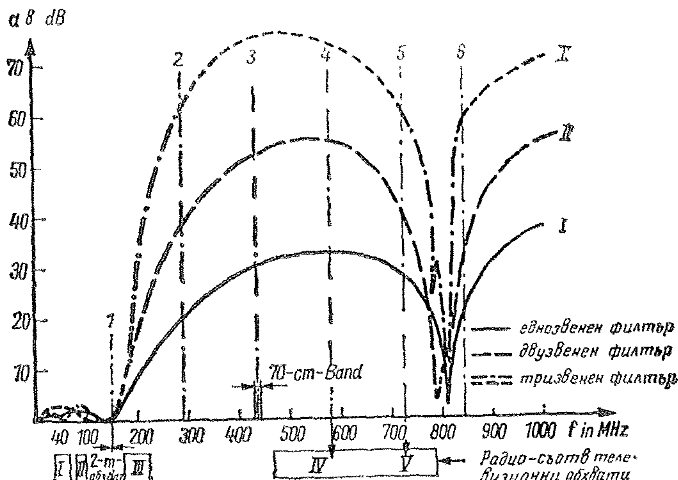


Фиг. 30.16. Коаксиален нискочестотен филтър за предавател за обхвата 2 m, предложен от *DJ3QC*, и еквивалентна схема на филтъра (данните са в mm, чертежите не са в мащаб)



Фиг. 30.17. Многозвенен нискочестотен филтър, предложен от *DJ3QC*; *a* — коаксиален двузвенен П-образен филтър, *b* — коаксиален тризвенен П-образен филтър (данните са в mm, не е в мащаб)

които използуват УКВ- и СВЧ-обхватите. Затова с право към потискането на паразитните излъчвания на УКВ-предавателите се поставят строги изисквания. Съществуващите висши хармонични освен това могат да компрометират резултатите от измерването на проходящата мощност, защото мощността на висшите хармонични също се включва в тях. Не винаги филтрите, конструирани от обикновените, концентрирани елементи (бобини и кондензатори), водят до пълен успех в СВЧ обхвата, защото индуктивностите на свързващите проводници и паразитните собствени резонанси на бобините



Фиг. 30.18. Измерен ход на затихването при едно- и многозвенни коаксиални нископропускащи филтри за 145 MHz

тук могат да се окажат решаващи. При това едва ли е възможно с любителски средства да се извърши точна настройка на филтър за СВЧ-обхвата. Тези трудности отпадат, ако се изработи коаксиален филтър за УКВ- и СВЧ-обхватите. Такива филтри с формата на част от двупроводна линия, която работи като трептящ кръг, са конструирани и описани за първи път от *DJ3QC*. При изработката им е необходима малко повече механична работа, но те са много компактни, имат отлично заградително действие и не изискват никаква настройка.

На фиг. 30.16 е показано напречното сечение на един прост коаксиален нискочестотен филтър, предложен от *DJ3QC*. Външният проводник се състои от месингова или медна тръба с дължина 301 mm и вътрешен диаметър 20 mm. Металният вътрешен проводник е разделен на секции с различни диаметри. Двата отрязъка от вътрешния проводник с диаметър 14,4 mm се покриват с подходяща изолационна втулка, която, от една страна, действува като диелектрик, а от друга — осигурява стабилното механично закрепване на вътрешния проводник във външната тръба. В оригиналната конструкция са използувани втулки от *тефлон*. Подходящи са и други висококачествени пластмаси — *тролитул, полиетилен* или *полистирол*. От двете страни на филтъра се включват подходящи букси за коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω, които не са показани на фиг. 30.16.

На фиг. 30.16 е показана и пълната заместителна схема на филтъра. Взето е предвид, че всеки отрязък от линията сам за себе си трябва да се разглежда като П-образно звено. В този случай всички индуктивности и капацитети са честотно независими. Пресмятането на елементите на филтъра трябва да стане въз основа на точната заместителна схема. Това пресмятане е просто, но изисква много време и на практика може да се извърши само с помощта на сметачна машина. При размерите, изчислени от *DJ3QC*, се постигат оптимални стойности на елементите.

Кривата на затихването на еднозвенния филтър (фиг. 30.16) още в III телевизионен обхват показва стойности около 8 dB, втората хармонична (290 MHz) затихва с 20,5 dB; първият максимум на затихването (33 dB) съвпада с четвъртата хармонична на работната честота. Останалите стойности на затихването могат да се видят на фиг. 30.18. Затихването в права посока за честота 145 MHz е по-малко от 0,1 dB.

Както показва фиг. 30.17, няколко

отделни филтъра могат да бъдат включени последователно. При това винаги средните 6-Ω-отрязъци от линията с дължина 38,1 mm се обединяват в един с обща дължина 72,6 mm. Потискането на висшите хармонични при многозвенен филтър нараства и кривите на затихването стават по-стръмни. На фиг. 30.17*a* са дадени размерите на един двузвенен П-образен филтър. На фиг. 3.17*b* е показан един тризвенен филтър. Кривите на затихването, измерено при различни видове филтри, са показани на фиг. 30.18. Забелязва се, че съществува известно затихване и за честотите под 144 MHz. Следователно честотите 48 MHz, 72 MHz и останалите странични честоти, съществуващи в този обхват, също се подтискат до известна степен. За четвъртата и петата хармонична на предавателите, работещи в обхвата 2 m, които застрашават приемането на телевизионна програма в каналите от IV/V обхват, затихването е много голямо.

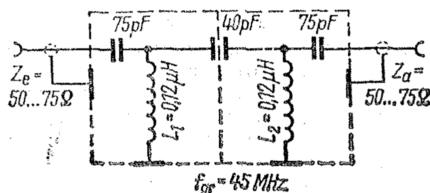
Същите филтри могат да се изработят и за любителските предаватели, работещи в обхвата 70 cm, като всички дължини се намалят до 1/3 от посочените на фиг. 30.16 и фиг. 30.17 стойности.

Всички филтри достигат пълна ефективност само когато входното им съпротивление Z_E е точно съгласувано към изхода на предавателя, а изходното им съпротивление Z_A — към вълновото съпротивление на използуваната захранваща линия. Това означава едновременно, че и антената е настроена в резонанс и е съгласувана към захранващата линия. Както е известно, стоящите вълни в захранващата линия пречат на съгласуването и с това влияят на действието на филтъра. При обсъждането на различните видове излъчватели и на захранването им вече беше посочена различната „склонност" на антените да излъчват смущаващите честоти. Основно правило е, че наймалко смущение предизвикват антенни системи с точно съгласувани нискоомни захранващи линии. Към точното съгласуване спада и запазването на симетрията, т. е. един коаксиален кабел може да бъде свързван към симетрична антена само чрез преобразувател на симетрията.

Въпреки всички мерки за потискане на смущенията, взети при предавателя, при много приемници се появяват радиосмущения, които могат да се отстранят само при смущавания приемник. В повечето случаи причина за смущението не е несъвършенство на любителския предавател, а техническите недостатъци на приемника. Найчесто поради недостатъчната селекция на входния кръг мощният сигнал на любителския предавател нахлува в приемника и предизвиква различни смущаващи ефекти. Така например може да се задействува системата за АРУ, която да доведе до по-силно или по-слабо запушване на стъпалата на междинночестотния усилвател на приемника. Освен това могат да се появят нежелани процеси на смесване и детекция, които в зависимост от мястото на възникване причиняват различни смущения и могат да се отразят даже на работата на нискочестотния усилвател. Ако излъчването на един любителски предавател попада в УКВ- или телевизионния приемник чрез приемната антена, почти винаги може да се помогне с един високочестотен филтър, който се включва към антенния вход на смущавания приемник. Режекторни или поглъщащи кръгове, оразмерени за честотата на смущаващия предавател, биха свършили същата работа, но те би трябвало да се сменят или превключват при промяна на честотата на смущаващия предавател.

Затова се предпочитат високочестотни филтри, които са ефективни при отстраняване на смущения, предизвикани от късовълнови любителски радиопредаватели.

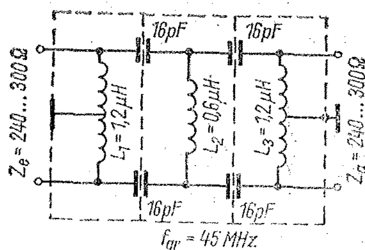
Подходящи високочестотни филтри могат да се пресметнат по формулите (30.1)÷(30.8), като е целесъобразно да се избере гранична честота f_{gr} от 35 до 45 MHz. Тези филтри действуват само при телевизионните и УКВ радиоприемници. На фиг. 30.19 е показан един изпробван филтър с гранична честота 45 MHz. Той трябва да се използува при коаксиални антенни отводи с вълново съпротивление между 50 и 75 Ω. Друг високочестотен филтър, предназначен за включване към лентови кабели с вълново съпротивление от 240 до 300 Ω, е показан на фиг. 30.20. Граничната честота на този филтър също е 45 MHz. Екранираните кутии, в които се поставят филтрите, могат да се изработят лесно от фо-



Фиг. 30.19. Несиметричен високочестотен филтър за телевизионни приемници, свързани с антената чрез коаксиален кабел. Данни за бобините: дължина на бобината около 12 mm, диаметър на проводника 1 mm, диаметър на тялото 6 mm, L_1 и L_2 имат по 7 нав.

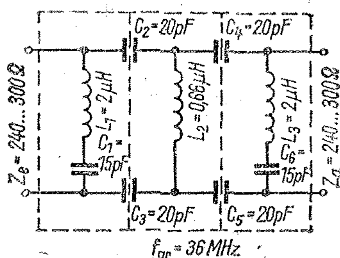
лиран материал (използуван за печатни платки). При телевизионните приемници с безтрансформаторно захранване не бива да съществува директен галванически контакт между филтъра и шасито на приемника. Затова заземяването на филтъра винаги трябва да става през разделителен кондензатор с високо пробивно напрежение (около 1000 V).

На фиг. 30.21 е показана схемата на един високочестотен филтър с повишена стръмност на прехода от зоната на непропускане към зоната на пропускане. Този филтър има долна гранична честота 36 MHz. Той е симетричен и е пригоден за включване към симетричен антенен вход на приемник (входно съпротивление от 240 до 300 Ω). Стойностите на индуктивностите са ориентировъчни, точните стойности се подбират при настройката. Ако L_1 се включи паралелно на C_1, а L_3 — паралелно на C_6, получените паралелни трептящи кръгове трябва да имат резонансна честота 29 MHz. Тази честота се измерва с гриддипметър. Преди да се постави във филтъра, бобината L_2 също се включва паралелно на един кондензатор с капацитет 100 pF. Полученият паралелен трептящ кръг трябва да има резонансна честота 20 MHz. Бобините, настроени по този начин, се лакират и се вграждат в схемата на филтъра. Понякога е възможно обезсмутяването на телевизионните приемници да се извърши със съвсем прости средства. Така напр. между антенните букси на приемника и симетричния вход на превключвателя на телевизионните канали може да се включи един прост симетричен високочестотен филтър (фиг. 30.22*a*). Бобината L_1 е изработена от лакиран меден проводник с диаметър 0,6 mm, диаметърът на бобината е 6 mm, навивките са разположени плътно една до друга. Тази бобина има 12 нав. за I-ви обхват (CCIR) и 6 нав. за III-ти обхват. Кондензаторите са керамични. Ако превключвателят на телевизионните канали има несиметричен вход, понякога е достатъчно да се включи едно несиметрично полузвено на високочестотен филтър (фиг. 30.22*b*). Бобината L_2 е оформена конструктивно, както бобината L_1, но има двойно по-малко навивки (I-ви обхват — 6 нав., III-ти обхват — 3 нав.).



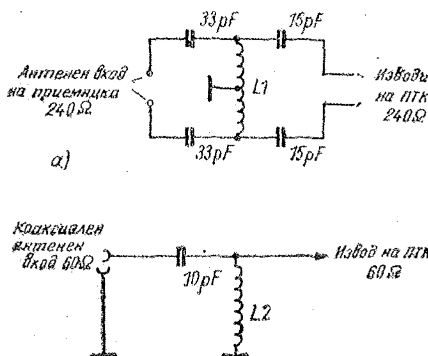
Фиг. 30.20. Симетричен високочестотен филтър за телевизионни приемници, свързани с антената чрез лентов кабел

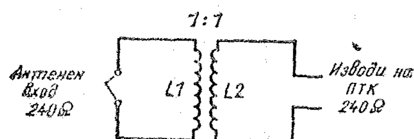
Данни за бобините: L_1 и L_3 са с по 17 нав; със среден извод, диаметър на проводника 0,5 mm, навивките са навити плътно една до друга върху цилиндрично тяло с диаметър 6 mm; L_2 има 12 нав., диаметър на проводника 0,5 mm, диаметър на тялото 6 mm



Фиг. 30.21. Високочестотен филтър с повишена стръмност на прехода от зоната на пропускане към зоната на непропускане

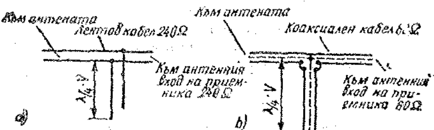
Данни за бобините: L_1 и L_3 са с по 24 нав., дължина на навивката около 15 mm, диаметър на проводника 0,32 mm, цилиндрично тяло с диаметър 6 mm; L_2 е с 14 нав., навити плътно върху цилиндрично тяло с диаметър 6 mm, диаметър на проводника 0,32 mm, дължина на бобината около 15 mm





Фиг. 30.22. Прости високочестотни филтри за телевизионни приемници; *a* — симетричен високочестотен филтър за 240-Ω-кабел, *b* — несиметрично високочестотно полузвено (60 Ω)

Фиг. 30.23. Високочестотен разделителен трансформатор за телевизионни приемници с коефициент на трансформация 1:1. $L_1 = L_2$, I обхват — 2×10 нав., III обхват — 2×6 нав. от проводник с диаметър 1 mm, навити бифилярно върху тяло с диаметър 7 mm



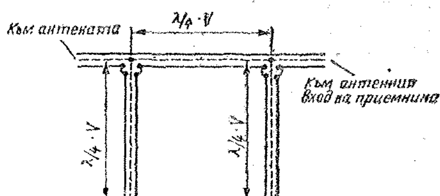
Фиг. 30.24. Отворен четвъртвълнов шлейф; *a* — за симетрични лентови кабели, *b* — за несиметрични коаксиални кабели

Много ефективни могат да бъдат и високочестотните разделителни трансформатори с коефициент на трансформация 1 : 1 (фиг. 30.23). Те би трябвало да се запояват непосредствено към входните изводи на превключвателя на телевизионните канали. Такива разделителни трансформатори могат да се използуват за потискане на смущаващи късовълнови и средновълнови сигнали. Трансформаторът се включва преди широколентов антенен усилвател.

Мощните любителски предаватели, работещи в обхвата 2 m, могат да повлияят на приемането на телевизионната програма от телевизионни приемници, разположени близо до предавателя. В най-лекия случай смущението се изразява чрез намаляване на контраста на приеманото изображение. В този случай вината не е в любителския предавател, а в недостатъчната избирателност на входния кръг на приемника. Най-често е достатъчно близо до антенния вход на телевизионния приемник да се включи отворен четвъртвълнов шлейф, настроен на работната честота на предавателя от обхвата 2 m. Един такъв отворен четвъртвълнов шлейф, изработен от същия тип кабел, както и захранващият кабел, действува като поглъщащ кръг (последователен трептящ кръг) за смущаващата честота и потиска сигналите с тази честота с 35 до 45 dB. При оразмеряване на четвъртвълновия шлейф (фиг. 30.24) трябва да се вземе предвид коефициентът на скъсяване на използувания кабел. Същото действие има и затвореният шлейф с дължина λ/2 (вж. фиг. 5.29). Такива шлейфове се включват и като поглъщащи кръгове за смущаващи честоти от УКВ обхвата (преди широколентови антенни усилватели).

Ако затихването на един четвъртвълнов шлейф не е достатъчно, на разстояние λ/4 от него в захранващата линия може да се включи втори шлейф от същия тип (фиг. 30.25). Тогава потискането на смущаващия сигнал става двойно по-голямо и възлиза на около 70 dB.

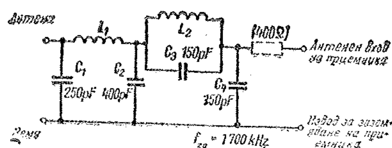
При пресмятането на разстоянието от λ/4 между двата шлейфа също трябва да се има предвид коефициентът на скъсяване на използувания кабел. Шлейфовете, оразмерени за честота 145 MHz, затихват с около 12 dB и полезния сигнал в началото на трети телеви-



Фиг. 30.25. Двоен четвъртвълнов шлейф за коаксиални захранващи кабели

зионен обхват (5-и канал CCIR). Потискането на полезния сигнал в по-високочестотните канали намалява и достига до около 0 dB в 12-и канал.

Когато радиоприемането на средни или дълги вълни се смущава от работната вълна на любителския предавател, не помагат никакви високочестотни филтри. В този случай трябва да се поставят нискочестотни (нископропускащи) филтри, които потискат всички честоти, по-високи от 1700 kHz. Един такъв нискочестотен филтър е показан на фиг. 30.26. Бобините L_1 и L_2 не трябва да имат взаимна връзка, затова техните оси са изместени на 90° една спрямо друга. Понякога тези филтри работят по-добре, ако между изхода на филтъра и антенната букса на приемника се включи въглеродослойно съпротивление със стойност 400 Ω. Това съпротивление е начертано с прекъсната линия. Разбира се, един такъв филтър пречи на приемането на късовълновите сигнали, защото тяхната честота не се пропуска от филтъра.



Фиг. 30.26. Нискочестотни филтри за АМ-радиоприемници без къси вълни. Данни за бобините: $L_1=65$ нав., даметър на проводника 0,65 mm, диаметър на цилиндричното тяло 38 mm, навивките са навити плътно една до друга; $L_2=41$ нав., другите данни са същите, както за L_1. Не трябва да има никаква взаимна връзка между двете бобини

Даже най-добрите филтри, включени между кабела на антената и входа на приемника, не помагат, ако смущаващите честоти не идват от антената а попадат направо в най-често недостатъчно екранираните стъпала на приемника или навлизат в него по други пътища. В такива случаи е необходимо да се направят изменения в приемника, чието описание излиза извън рамките на тази книга.

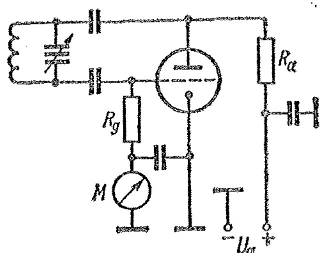
31. Антенни измерителни уреди

Всеки радиолюбител знае, че един саморъчно направен приемник или предавател след механичното изработване трябва да се настрои точно, защото едва тогава може да се очакват добри резултати от вложения труд. За съжаление това не е все още общо прието и за саморъчно изработените любителски антени. Едва след като е извършена точна настройка на антената и това е проверено с измерителни уреди, антената ще работи в оптимални условия.

Най-благоприятни условия за работа на антенната система могат да се създадат само ако радиолюбителят разполага поне с минимален брой измерителни уреди. Индустриално произвежданите прецизни измерителни уреди са много скъпи и затова те са недостъпни за радиолюбителите. Радиолюбителите са принудени сами да конструират необходимите измерителни уреди, като при това се отказват от максимално възможната точност на измерване, която всъщност не е необходима за практиката.

Собственоръчно изработените измерителни съоръжения за съгласуване на антената в никакъв случай не са сложни и не изискват скъпи специални части. Това се отнася особено за такива антенни системи, които се захранват чрез коаксиален кабел. В този случай минималното обзавеждане се състои от един гриддипметър, който и без това винаги е необходим, и от един рефлектометър. Тези уреди могат да се изработят с малко разходи. Съществува още цяла поредица измерителни уреди, които опростяват работата при съгласуване на антената, или с чиято помощ могат да бъдат определени някои параметри на антените. Те обаче не са безусловно необходими за работната настройка на антената (за най-добро съгласуване).

По-долу са описани най-важните антенни измерителни уреди, които могат да бъдат изработени от радиолюбители.



Фиг. 31.1. Основна схема на гриддипметър

31.1. Гриддипметър и подобни измерители на резонанса

Известният гриддипметър е един измерител на резонанс с разнообразно приложение. Затова той може да се счита за основен измерителен уред в една любителска станция. Главната област на приложение на този уред е установяването и приблизителното измерване на резонансната честота на трептящите кръгове. При определени условия той може да се използува и за настройка на антени. Гриддипметърът се използува и като високочестотен генератор за захранване на мостови измерители на импеданс.

На фиг. 31.1 е показана първоначалната форма на гриддипметъра. Това е една обикновена схема на генератор с променяща се честота на генерация. Във веригата на управляващата решетка на лампата на генератора е включен измерителен уред, който при генерация измерва винаги съществуващия решетъчен ток. Ако кръговата бобина на осцилатора се доближи до друг трептящ кръг и ако двата кръга

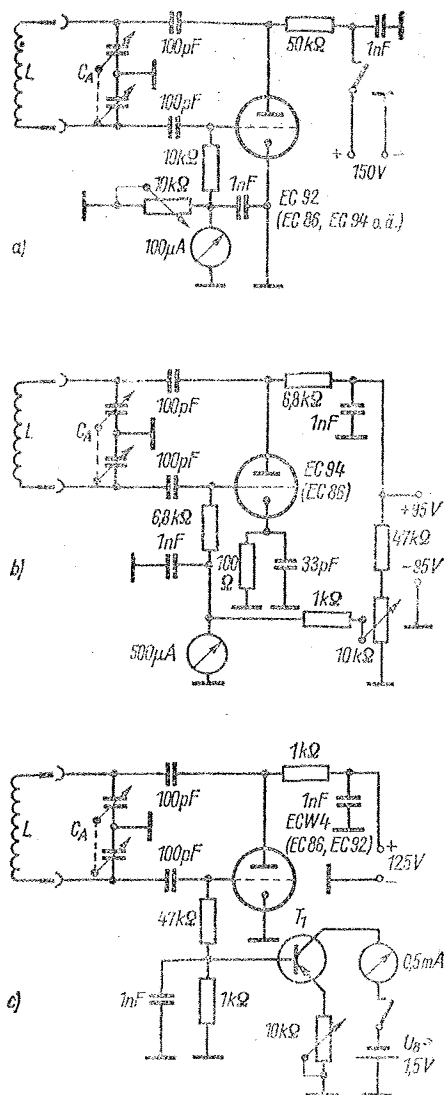
са в резонанс, то вторият, изследван кръг отнема енергия от кръга на генератора и това се установява по по-силното или по-слабо спадане на решетъчния ток. Механичната конструкция на гриддипметъра няма никакви особености; подробности могат да се намерят в литературата за радиолюбители. При описаните по-долу изпробвани схеми на гриддипметри за по-добра нагледност са пропуснати захранващото и някои спомагателни стъпала (тонмодулатор и пр.). Ориентировъчни конструктивни данни на всички конструкции за измерване на резонансната честота на трептящи кръгове са дадени общо в таблична форма.

31.1.1. Еднолампови схеми с универсално приложение

При схемите, показани на фиг. 31.2, е използувана характерната за всички гриддипметри схема на генератор на *Колпиц*. Предимството, на тази схема е това, че не е нужна нито бобина за обратна връзка, нито извод от бобината, защото трептенията се генерират чрез използуването на капацитивен делител на напрежение. Бобините са разделени от постоянното напрежение, те нямат и галваническа връзка с нулевия потенциал на схемата. В схемата, показана на фиг. 31.2*a*, чувствителността на индикацията се нагласява чрез потенциометър (със стойност около 10 kΩ), който служи едновременно като допълнително утечно решетъчно съпротивление и като шунт на измерителен уред.

На фиг. 31.2*b* е показан един подобен уред с подобрена схема за настройка. В този случай потенциалът на катода се повдига чрез катодното съпротивление и става положителен спрямо този на решетката на лампата. В същото време през променливия делител на напрежение (10 kΩ) на решетката се подава също положително преднапрежение. Тази комбинация дава възможност за най-добро установяване на работната точка; благодарение на нея се получава голям обхват на настройка и по-силно изразен минимум на индикацията.

В схемата на фиг. 31.2*c* се използува нувисторът *6CW4*. Решаващи за избора на тази модерна субминиатюрна



Фиг. 31.2. Прости схеми на гриддипметри с универсално приложение

специална лампа са преди всичко малките ѝ размери и незначителната консумация на отоплителната верига. При съответното оразмеряване на анодното съпротивление и в някои случаи и на решетъчното съпротивление могат да се използуват и други триоди; касае се

Таблица 31.1. Оразмеряване на сменяемите бобини L на гриддипметър по схема на Колпитц, настройващ капацитет 2×140 pF

Честотни обхвати	Брой на навивките	Проводник	Тяло
2 ... 5 MHz	102	0,16 mm-CuL	Диаметър 19 mm
5 ... 14 MHz	26	0,3 mm-CuL	Диаметър 19 mm
14 ... 37 MHz	8	0,5 mm-CuL	Диаметър 19 mm
37 ... 100 MHz	2	2,0 mm-CuAg	Диаметър 19 mm
100 ... 250 MHz	*U*-образен шлейф с дължина 38 mm, разстояние между проводниците 6 mm, проводник с дебелина 2,0 ... 2,5 mm, CuAg		

Таблица 31.2. Оразмеряване на сменяемите бобини на гриддипметър по схема на Колпитц, настройващ капацитет 2×50 pF

Честотен обхват	Брой на навивките	Проводник	Тяло
1,7 ... 3,2 MHz	195	0,16 mm CuL	Диаметър 19 mm
2,7 ... 5,0 MHz	110	0,25 mm CuL	Диаметър 19 mm
4,4 ... 7,8 MHz	51	0,25 mm CuL	Диаметър 19 mm
7,5 ... 13,5 MHz	24	0,25 mm CuL	Диаметър 19 mm
12 ... 22 MHz	21	0,50 mm CuL	Диаметър 19 mm (дължина на бобината 20 mm)
20 ... 36 MHz	14	0,50 mm CuL	Диаметър 19 mm (дължина на бобината 12 mm)
33 ... 60 MHz	8,5	0,80 mm CuL	Диаметър 19 mm (дължина на бобината 13 mm)
54 ... 99 MHz	3,75	0,80 mm CuL	Диаметър 19 mm (дължина на бобината 8 mm)
90 ... 165 MHz	*U*-образен шлейф с дължина 85 mm, разстояние между проводниците 12 mm, дебелина на проводника 2,0 mm, CuAg		
150 ... 275 MHz	*U*-образен шлейф с дължина 32 mm, разстояние между проводниците 6 mm, дебелина на проводника 2,0 mm, CuAg		

за една обикновена схема на генератор. Новото в тази схема е допълнително включения постояннотоков транзисторен усилвател, който повишава чувствителността на индикацията. Оригиналният уред съдържа транзистора *2N 1264*, но този транзистор може да се замени с почти всеки друг нискочестотен транзистор.

Всички генератори Колпитц от този тип генерират трептения и в целия СВЧ обхват. Използуват се същите лампи, но трябва да се обърне специално внимание на монтажа (да се използуват къси свързващи проводници). Тъй като ламповите капацитети се различават незначително един от друг, при подобни схеми данните за

Таблица 31.3. Размери на бобините на СВЧ-гриддипметъра (фиг. 31.3)

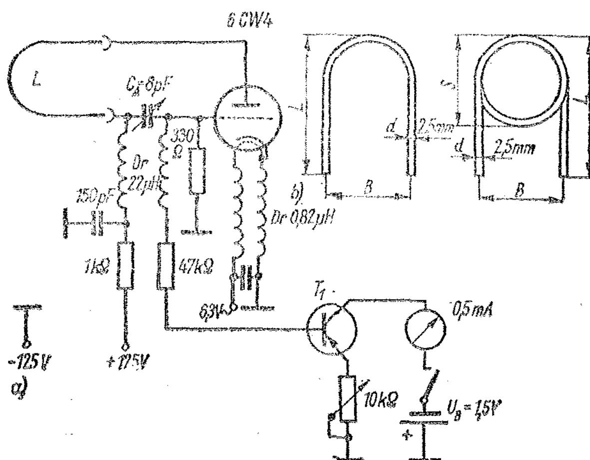
Честотни обхвати	Размери съгл. фиг. 31.3в			
	L	S	B	d
270 ... 325 MHz	70 mm	17,5 mm	13 mm	Диаметър 2,5 mm
315 ... 375 MHz	80 mm	—	13 mm	Диаметър 2,5 mm
370 ... 460 MHz	50 mm	—	13 mm	Диаметър 2,5 mm
415 ... 515 MHz	42 mm	—	13 mm	Диаметър 2,5 mm
445 ... 565 MHz	32 mm	—	13 mm	Диаметър 2,5 mm
545 ... 730 MHz	13 mm	—	13 mm	Диаметър 2,5 mm

При възможност трябва да се използува посребрен меден проводник.

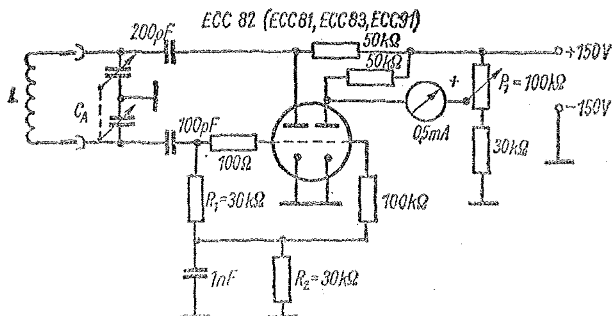
трептящите кръгове имат приблизително еднакви стойности. Затова в табл. 31.1 са събрани ориентировъчни данни за размерите на бобината при настройващ капацитет 2×140 pF, като отделните обхвати на настройка се припокриват честотно. В табл. 31.2 са дадени размерите на бобината L при настройващ капацитет C_a със стойност 2×50 pF. В този случай е необходим по-голям брой сменяеми бобини, за да се покрие целият честотен обхват; едновременно с това се подобрява и точността на отчитане. Ако не е споменато изрично нещо друго, бобините се навиват в един слой върху цилиндрично пластмасово тяло с диаметър 19 mm.

31.1.2. Гриддипметър за СВЧ

На фиг. 31.3 е показана схемата на един гриддипметър, който работи с лампата *6CW4* (нувистор) в честотния обхват от 270 до 730 MHz. Същите резултати биха могли да се постигнат и със СВЧ триода EC86. Настройващият капацитет C_A (8 pF) е свързан последователно с лампoвия капацитет; така и в СВЧ обхвата се получава прилично отношение L/C. Необичайно малкото решетъчно съпротивление (330 Ω) предотвратява прекъсването на генерациите; заради него обаче при отнемане на енергия от кръга минимумът на решетъчния ток е слабо изразен. Затова при тази схема се използува



Фиг. 31.3
Гриддипметър за обхвата от 270 до 730 MHz; *a* — схема, *b* — скица за оразмеряване на сменяемите бобини

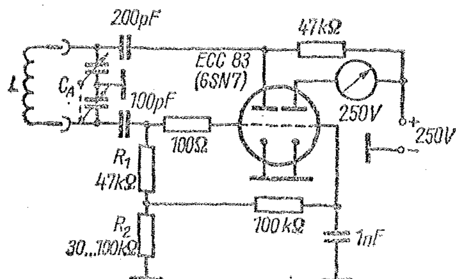


Фиг. 31.4
Гриддипметър, комбиниран с лампов волтметър

същият постояннотоков усилвател, както и при схемата, показана на фиг. 31.2*c*. Напрежението към анода и решетката на лампата се подава през високочестотни дросели с индуктивност около 22 μH. Отоплителните вериги също са филтрирани, както обикновено в СВЧ обхвата, чрез дросели, включени непосредствено до цокъла на лампата. Сменяемите бобини, които представляват главно *U*-образни шлейфове с различна дължина, пренасят постоянното анодно напрежение. Достатъчна защита от това напрежение при докосване на бобината се постига, ако върху нея се постави висококачествен изолиращ шлаух. В табл. 31.3 са дадени ориентировъчни данни за размерите на сменяемите бобини, скицирани на фиг. 31.3*b*.

31.1.3. Гриддипметър, комбиниран с лампов волтметър

За да може да се измери ясно изразено спадане на решетъчния ток, обикновените гриддипметри трябва да имат силна индуктивна връзка с изследвания кръг. Тази индуктивна връзка предизвиква сравнително голяма разстройка на кръга и увеличаване на грешката при измерване. Затова се предпочитат схеми, при които чувствителността на индикацията се увеличава без големи допълнителни разходи. На фиг. 31.4 е показана една изпробвана схема с двойния триод *ECC82*. Левият триод работи като нормален Колпитц-генератор и не се различава с нищо от досега описаните схеми. Вторият триод работи като лампов волтметър в една мостова схема, при което вътрешното му съпротивление представлява едното рамо на моста. Равновесието на моста при генериращ осцилатор се установява с потенциометъра P_1. При измерване на резонанс състоянието на генераторната лампа се изменя поради отнемането на енергия, което има за последствие намаляване на решетъчния ток и с това — на решетъчното преднапрежение, създавано от него върху делителя на напрежение R_1—R_2. Тъй като това намалено преднапрежение, получено в случай на резонанс, се прилага също и на управляващата решетка на втория триод, неговото вътрешно съпротивление се променя и мостът излиза от равновесие. Затова и при много слаба връзка с измервания обект в случай на резонанс се получава отклонение на стрелката на индикатора.



Фиг. 31.5. Гриддипметър с постояннотоков усилвател

На фиг. 31.5 е показан още един гриддипметър, за който са необходими още по-малко части. И в този случай лявата половина на двойния триод *ECC 83* работи в схема на генератор на Колпитц. Вторият триод работи като усилвател на постоянен ток; за товарно съпротивление и уред за индикация

служи един постояннотоков волтметър. Обхватът на измерване на волтметъра трябва да е от порядъка на анодното напрежение (напр. около 250 V). Тъй като напрежението не може нито да стане по-малко от 0 V, нито по-голямо от максималното захранващо напрежение, измерителният уред е защитен срещу всякакво претоварване.

При тази схема резонансът също се отбелязва с положително отклонение на стрелката на волтметъра. Чувствителността на индикацията е добра; тя може да се повиши, ако измерителният уред се превключи на по-малък обхват на напрежение. Когато се извършва първоначалната настройка, делителят на напрежение R_1—R_2 се замества с един потенциометър (200 Ω). При генериращ осцилатор стойността на потенциометъра трябва да се подбере така, че волтметърът да измери около 1/4 от максималното съществуващо анодно напрежение. След това се измерват съпротивленията между средния извод на потенциометъра и двата крайни извода и в схемата на гриддипметъра се поставят постоянни съпротивления с измерената стойност. Не е нужна никаква друга настройка. Разбира се, може да се използва и какъв да е универсален измерителен уред; трябва само той да се превключи на съответния обхват за измерване на напрежение.

Трептящите кръгове, използвани в двете схеми, се оразмеряват според данните от табл. 31.1 и табл. 31.2.

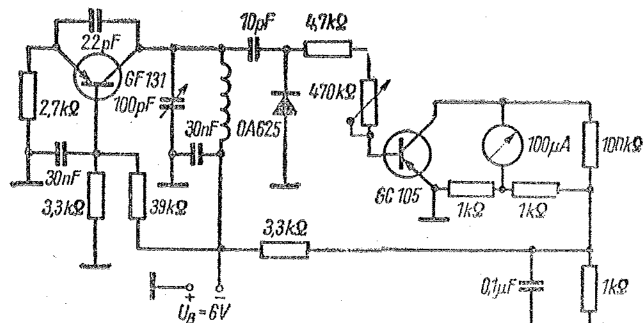
31.1.4. Транзисторен гриддипметър

Измерителите на резонанс, изработени с транзистори, имат малки размери и са независими от мрежовото захранване. Затова изглежда, че те са особено подходящи за използуване при измерване на параметрите на антените. За съжаление тази област на приложение е много ограничена. Общо взето, транзисторният гриддипметър не може да се използва като високочестотен генератор за захранване на мостови измерители на импеданс, защото енергията, отдавана от транзисторните генератори, е твърде малка.

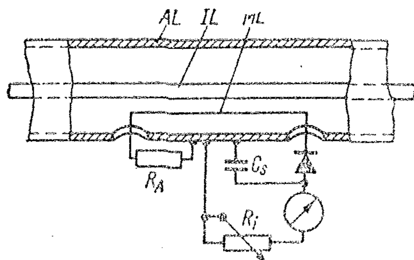
На фиг. 31.6 е показана схемата на един транзисторен гриддипметър за обхвата на късите вълни. Осцилаторът работи с високочестотния транзистор *GF131*. Обратната връзка е капацитивна, от колектора към емитера, така че и в този случай може да се използва проста бобина с два извода. Напрежението на трептенията се изправя от един полупроводников диод и се подава през съпротивления на базата на транзистор, работещ като постояннотоков усилвател. Резонансът с измервания обект се измерва като спадане на постоянния ток, протичащ през магнитоелектрическия измерителен уред (100 µA при пълно отклонение на стрелката). Консумацията на ток при захранващо напрежение 6 V е около 3 mA. Транзисторните гриддипметри винаги изискват усилвател за индикацията; това се отнася и за новите модели, в които за генератор се използва полеви транзистор или тунелен диод.

31.2. Насочени (вълноводни) отклонители и рефлектометри

Насочените отклонители и рефлектометрите са особено подходящи за из-



Фиг. 31.6
Транзисторен гриддипметър с усилвател на индикатора



Фиг. 31.7. Принципна схема на насочен отклонител

мерване на коефициента на стоящи вълни в захранващата линия и с това — на степента на съгласуване на антената със захранващия кабел. Те се изработват изключително в коаксиално изпълнение. Не съществува съществена разлика между насочения отклонител и рефлектометъра. Двата уреда работят по един и същи начин; рефлектометърът само предлага по-големи удобства при работа. За изработване на такива измерители на стоящите вълни не са необходими специални части, които се намират трудно.

Тези уреди работят достатъчно добре и в СВЧ обхвата, ако са изработени прецизно и имат подходяща електрическа схема.

Както вече беше обяснено по-подробно в раздел 5.2., в случай на съгласуване по захранващата линия към антената се разпространява само т. нар. *падаща* вълна. При разсъгласуване се появява отражение. Това означава, че падащите вълни се сумират с отразените, разпространяващи се в обратно направление вълни и по линията се появяват стоящи вълни. Насоченият отклонител в зависимост от посоката на пропускане служи за измерване на падащите или отразени вълни. Рефлектометърът представлява една комбинация от два насочени отклонителя; той може да измери напрежението на падащата и отразената вълна без смяна на посоката на монтиране.

По принцип насоченият отклонител е един отрязък от коаксиална линия, чието вълново съпротивление отговаря на това на използваната захранваща линия. Във вътрешното пространство на този отрязък, по който се разпространяват вълните, паралелно на вътрешния проводник е включен измерителен шлейф, който в зависимост от посоката на монтиране на насочения отклонител отвежда определено напрежение, пропорционално или само на падащата, или само на отразената вълна. Това високочестотно напрежение се изправя от един диод и се измерва от чувствителен магнитоелектричен уред.

На фиг. 31.7 е показана схемата на един насочен отклонител, като коаксиалният отрязък от линията е показан частично в разрез.

Коаксиалният отрязък от линия е образуван от външния проводник AL и от вътрешния проводник IL. Измерителната част се състои от шлейфа ML, разположен във вътрешността на отклонителя, който се свързва към външния проводник AL чрез съпротивлението R_A. В другия край на шлейфа високочестотното напрежение се отвежда към изправителния диод и към уреда за индикация.

C_S филтрира правото напрежение, R_i служи единствено за настройка на чувствителността на индикацията.

Ако захранващата линия е съгласувана неправилно, по вътрешния проводник IL протича по посока към антената токът I_h и в случай на неправилно съгласуване един ток I_r, който се дължи на отражението на сигнала от антената. Тъй като високочестотните токове I_h и I_r протичат в противни посоки, резултантният ток I_z се получава от разликата I_h—I_r. Напротив, високочестотното напрежение U_z между вътрешния проводник IL и външния проводник AL е равно на сумата от U_h и U_r.

Измерителният проводник ML е свързан към вътрешния проводник IL както капацитивно, така и индуктивно. Чрез капацитивната връзка към измерителния проводник се прехвърля напрежение U_c, което е част от сумарното напрежение U_z. Токът, протичащ през индикатора, се дължи на напрежението U_c. U_z представлява едно сумарно напрежение и затова стойността на протичащия ток не зависи от това, каква част от общото напрежение се дължи на падащата вълна и каква — на отразената. Друго е положението с високочестотния ток, който се дължи на индуктивната връзка между вътрешния проводник IL и измерителния шлейф ML. Посоката и големината на

този ток зависят от антенния ток I_z, който се получава като разлика $I_h—I_r$. Тъй като токовете, дължащи се на капацитивната и индуктивна връзка съществуват едновременно във веригата на индикатора, те могат да се сумират или изваждат в зависимост от фазата си (според посоката на тока I_z, протичащ по вътрешния проводник).

Предполага се, че измерителният шлейф е оразмерен така по дължина и разположение спрямо вътрешния проводник, щото в случай на правилно съгласуване токовете, дължащи се на индуктивната и капацитивна връзка, са равни по стойност. В зависимост от полярността, съотв. посоката на монтиране на насочения отклонител, тези токове или ще се сумират, или ще се изваждат. При неправилно съгласуване тези два тока вече няма да бъдат равни и всяко свързване на отклонителя през индикатора ще протича един определен ток, който определя със стойността си степента на съгласуване на антената към захранващата линия.

31.2.1. Характеристики на насочения отклонител

Под *права посока* на един насочен отклонител се разбира посоката на монтиране, при която измерителният уред измерва напрежението на вълната, разпространяваща се от предавателя към антената. Насоченият отклонител измерва напрежението на отразената вълна, ако се включи в *обратна посока*. При рефлектометъра са вградени две противоположни по полярност измерителни вериги, така че без смяна на посоката на монтиране може да се измери както напрежението на падащата вълна, така и това на отразената.

Между вътрешния проводник IL и измерителния шлейф ML съществува капацитетът C_i, но едновременно между ML и външния проводник AL съществува капацитетът C_a. Двата капацитета образуват един делител на напрежение и определят напрежението, което се прехвърля към измерителния шлейф ML. Напрежението U_c се определя по формулата

$$U_c = U_z \left(\frac{C_a}{C_i + C_a}\right). \qquad (31.1)$$

Коефициентът на прехвърляне на насочения отклонител се определя от частното на напрежението, прехвърлено към измерителния шлейф, и напрежението U_z, съществуващо при съгласуване

$$a_k = \frac{U_c}{U_z}. \qquad (31.2)$$

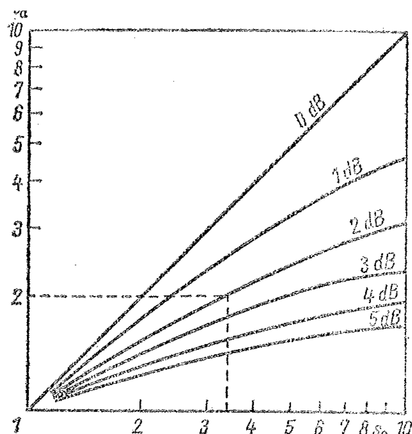
При измерване на коефициента на стоящи вълни не е необходимо да се знае точно стойността на коефициента на прехвърляне a_k. Той винаги е по-малък от 1 и при всеки отклонител зависи от дължината и разположението на измерителния шлейф.

Най-важната характеристика на един насочен отклонител е *коефициентът на насоченост*. Този коефициент се определя, като насоченият отклонител се свърже обратно, при което изходът е натоварен не с антената, а с едно съпротивление, чиято стойнст отговаря точно на вълновото съпротивление на насочения отклонител. Сигналът не трябва да се отразява от това съпротивление, следователно съществува съгласуване. Тъй като в този случай липсват отразени вълни, индикаторът не би трябвало да измери някакво напрежение, дължащо се на тях. Въпреки това измерителят на напрежение показва едно напрежение на грешката U_f, което произлиза от падащата вълна и което показва, че насоченият отклонител не може да различи идеално падащата от отразената вълна. Тази разрешаваща способност се изразява с коефициента на насоченост

$$a_d = \frac{U_r}{U_c} = \frac{U_f}{U_z} \cdot \frac{1}{a_k}. \qquad (31.3)$$

Колкото по-голям е коефициентът на насоченост, толкова по-голяма е и грешката при измерване. За „добри" се приемат насочени отклонители (съотв. рефлектометри), които имат коефициент на насоченост между 0,01 и 0,1. Коефициентът на насоченост на саморъчно изработените уреди често е по-голям. Причините за това най-често са несъвършената конструкция или неточното изпълнение на инструкцията за изработване на отклонителя. Ефект на лоша насоченост обаче може да се получи и когато

— измерваната честота (сигналът на



Фиг. 31.8. Зависимост на коефициента на стоящи вълни s_e в края на линията от коефициента на стоящи вълни s_a в началото на линията и от затихването по кабела в dB (примерът е начертан с прекъсната линия)

предавателя) съдържа голям дял висши хармонични;

— изходът на насочения отклонител не е натоварен правилно;

— товарното съпротивление няма реална стойност за измерваната честота.

Грешки при измерването могат да се получат и когато между скалните деления на уреда и приложеното напрежение няма пропорционалност. Волтамперната характеристика на полупроводниковия диод не е линейна и затова не може да се запази линейното деление на скалата на измерителния уред. Препоръчва се измерителният уред да се еталонира отново заедно с предвидения за използуване изправителен диод. Трябва да се използува право напрежение; делението на скалата може да бъде в относителни единици. За да може измерителният уред да се използува и за други цели, често той се включва допълнително към останалата част от схемата. В такъв случай първоначалното деление на скалата не се изменя, но се изготвя една еталонна крива, която важи при използуване на даден измерителен диод.

Мястото на монтиране на насочения отклонител или рефлектометъра също дава отражение върху точността на измерване. На практика почти винаги отделните стъпала и системи са включени в следната последователност: крайно стъпало на предавателя — Колинс-филтър — рефлектометър — захранваща линия — антена. Ако антената е съгласувана неправилно към захранващата линия, сигналът се отразява и отразената вълна се разпространява по захранващата линия към изхода на предавателя.

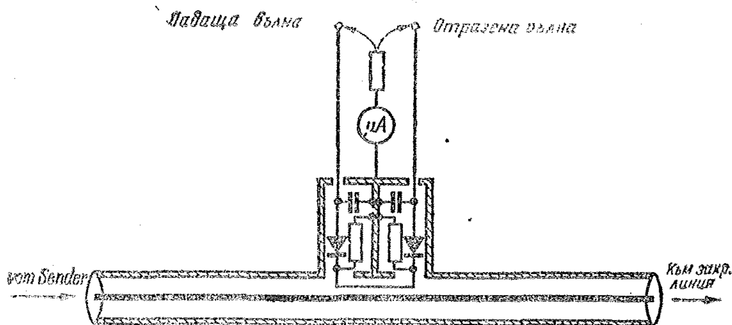
Тъй като захранващата линия е със загуби, отразената вълна затихва по дължината на линията. Рефлектометърът е включен почти в края на линията и затова измерва затихналата отразена вълна. Следователно измерва се един по-добър коефициент на стоящи вълни, който не отговаря на действителното положение на нещата. Ако трябва да се мери точно, рефлектометърът трябва да се включи в непосредствена близост до антената; правилната последователност следователно би била: крайно стъпало на предавателя — Колинс-филтър — захранваща линия — рефлектометър — антена.

На фиг. 31.8 е показана една полезна номограма, в която е представено затихването на отразената вълна в зависимост от загубите в кабела и стойността на коефициента на стоящи вълни.

Пример

Една предавателна антена за обхвата 2 m се захранва чрез коаксиален кабел от типа 60-7-2 с дължина 25 m. В началото на захранващия кабел е измерен коефициент на стоящи вълни $S_a=2{,}0$. Трябва да се установи точният коефициент на стоящи вълни S_e, който би бил измерен в края на захранващата линия.

Първо от проспекта за кабела (вж. табл. 34.16) се отчита затихването на сигнал с честота 150 MHz по дължината на кабела. То е около 8 dB/100 m. Следователно за кабел с дължина 25 m затихването е 2 dB. Коефициентът на стоящи вълни в началото на линията $S_a=2$ е разположен на ординатната ос (фиг. 31.8). От тази точка се прекарва хоризонтална линия до пресичането ѝ с кривата на затихване „2 dB" и върху абсцисната ос се отчита действителният коефициент на стоящи вълни в края на линията $S_e=3{,}4$. Този пример е начертан на номограмата с прекъсната линия.



Фиг. 31.9. Принципна схема на рефлектометър

По тази номограма може да се отчете и затихването на сигнала по кабела, когато са известни S_a и S_e.

31.2.2. Схеми на рефлектометри и практически конструкции

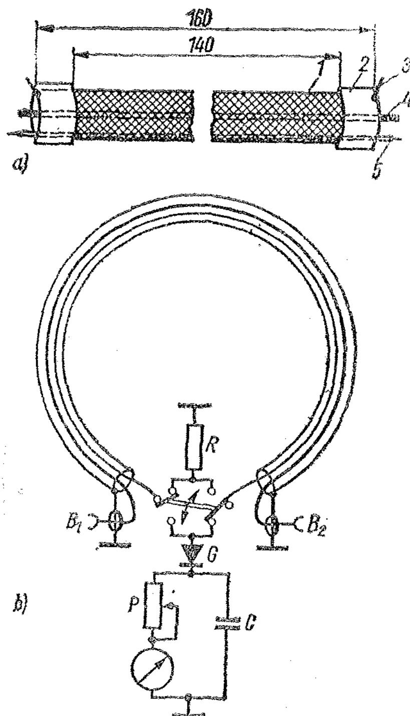
Обикновеният насочен отклонител рядко се използува от радиолюбителите. Саморъчното изработване на измерител на стоящите вълни е вече правило, а допълнителните разходи за направа на рефлектометър всъщност се ограничават до един диод и понякога — още един обикновен превключвател. Затова в любителската литература са описани почти изключително по-удобните при работа рефлектометри.

Принципната схема на един рефлектометър е показана на фиг. 31.9. Всички останали схеми или конструкции могат да бъдат сведени до тази основна схема. Разликите се свеждат предимно до промени в механичната конструкция и незначителни изменения на схемата на измерителната верига. При едно сравнение на фиг. 31.7 с фиг. 31.9 лесно се забелязва, че рефлектометърът представлява един насочен отклонител с двойна измерителна верига.

Описаните по-долу модели на рефлектометри са многократно изпробвани любителски конструкции, за които могат да се намерят подробни сведения в съответната литература. По отношение на точността на индикация те не могат да конкурират индустриално произвежданите прецизни уреди. Разходите за самостоятелното им изработване обаче са значително по-малки. Освен това радиолюбителят често се задоволява с относителни измервания и напр. при настройка на антената често е достатъчно дори само това рефлектометърът да покаже дали в резултат на предприетите действия коефициентът на стоящи вълни по линията се увеличава или намалява. Това не бива да създава впечатлението, че любителските конструкции са несъвършени; при съответната качествена изработка, съобразена с високите честоти, които се измерват, се постигат точности на индикация, задоволяващи и повишени изисквания. Който обаче не е наясно с начина на действие и приложение на индикатора на стоящи вълни (вж. раздел 31.2.1.), може да направи значителни грешки и при работа с един прецизен рефлектометър.

31.2.2.1. *Коаксиален рефлектометър*

Коаксиалният рефлектометър изглежда примитивен, но е напълно годен за измерване на стоящите вълни в коаксиални кабели. Този вид рефлектометри се използуват главно в мониторен режим, т. е. той се включва за дълго време в захранващата линия като работен измерителен уред. Рефлектометърът от този тип е евтин, може да се изработи лесно и във всички късовълнови обхвати работи с достатъчна за практиката точност. По принцип този уред, показан на фиг. 31.10, представлява един механически много опростен рефлектометър, при който даже е спестен необходимият втори измерителен диод. За изработването му е необходимо парче от коаксиален кабел

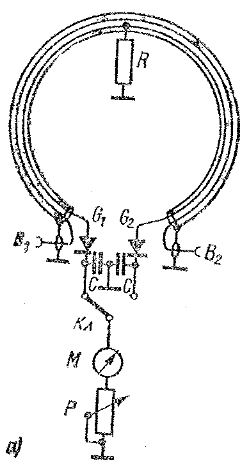


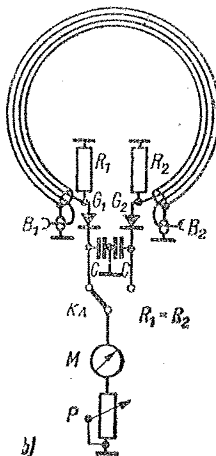
Фиг. 31.10. Коаксиален рефлектометър; *a* — отрязък от кабел, 1 — външен проводник (медна оплетка), 2 — остатък от обвивката от PVC, 3 — свързване към външния проводник, 4 — вътрешен проводник, 5 — изолиран проводник под външния проводник, *b* — обща схема на уреда

с дължина 160 mm и с вълново съпротивление, равно на това на захранващия кабел (не е задължително да се използува същият тип кабел). По-изгодно е използуването на възможно най-дебел кабел, защото той се обработва по-лесно. Отначало външната защитна обвивка от PVC се отстранява от един участък с дължина 140 mm. Трябва да се внимава, за да се оставят в двата края на парчето коаксиален кабел по 10 mm от външната защитна обвивка (вж. фиг. 31.10*a*). Следващата операция изисква малко търпение и ловкост: един тънък изолиран проводник трябва да се провре между металната екранираща оплетка и диелектрика, така да се каже, като втори вътрешен проводник. Общо взето, медната оплетка може да се набере малко и тогава е сравнително лесно с помощта на подходящ инструмент (напр. кука за дантела) между външния проводник и диелектрика да се провре вторият проводник. Един кабел, обработен по този начин, е показан на фиг. 31.10*a*.

При използуване на коаксиален кабел с плътен кръгъл диелектрик (полиизобутилен) измерителният проводник може да се прокара по един много прост начин. Външната защитна обвивка (PVC) се отстранява и външната екранираща оплетка предпазливо се измъква от диелектрика. След това в диелектрика се изрязва една надлъжна бразда, в която се полага измерителният проводник.

Отрязъкът от коаксиален кабел се свива в примка, така че двата му края се оказват един срещу друг. При тази форма на измерителя всички свързващи проводници са възможно най-къси. Както се вижда от фиг. 31.10*b*, на която е показана общата схема на уреда, двата края на „истинския" вътрешен проводник се снабдяват (в точките B_1 и B_2) с подходящи принадлежности (коаксиален щекер, респ. коаксиално гнездо). Това позволява просто включване на измерителя в захранващата линия, без да се появяват отразени вълни. Допълнително поставеният измерителен проводник се свързва по най-късия път със съответните изводи на един висококачествен превключвател. *R* е безиндуктивно въглеродослойно съпротивление със стойност от 30 до 150 Ω (стойността не е критична) и с малка мощност. Целесъобразно е *R* да се получи от паралелно свързване на няколко отделни съпротивления, защото така се намалява общата им индуктивност. *G* е един обикновен високочестотен германиев диод (напр. *OA705*). Той изправя напрежението с висока честота, прехвърлено в измерителния проводник. Изправеното напрежение се филтрира от дисковидния кондензатор *C* (стойност от 2 до 10 nF). *P* служи като ограничаващо (защитно) предсъпротивление на индикатора. Достатъчен е малогабаритен линеен потенциометър. Стойността на съпротивлението зависи от размаха на прехвърленото напрежение и от чувствителността на измервателния инструмент. Използуват се средни стойности между 50 и 100 Ω. Като индикатор може да служи всеки магнито-





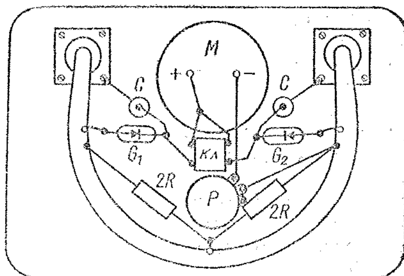
Фиг. 31.11
Варианти на коаксиален рефлектометър

електрически измерителен уред с обхват между 0,1 и 1 mA.

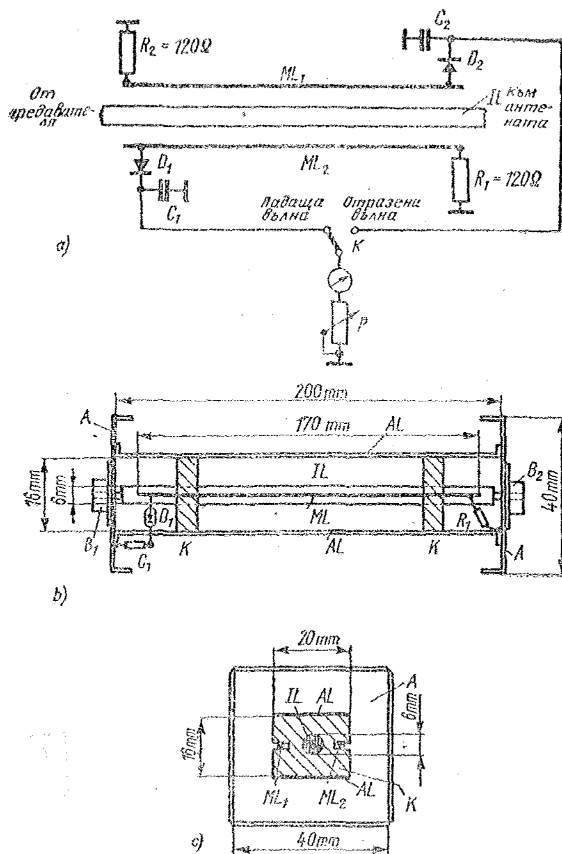
В схемата на фиг. 31.10 се използува един превключвател във високочестотната част на измерителната верига и с това се спестява един германиев диод. Свързващите проводници към превключвателя и самият превключвател имат паразитна индуктивност, която обаче все още не пречи при използуването на уреда в късовълновите обхвати.

Една такава конструкция обаче е неизползуваема в СВЧ обхвата. Подобри са вариантите, показани на фиг. 31.11, при които във високочестотната част на измерителната верига се намират само измерителният проводник и товарните съпротивления. След двата диода веригите не са критични по отношение на паразитните импеданси, защото по тях протича постоянен ток.

При схемата, показана на фиг.31.11*a*, трябва да се има предвид, че товарното съпротивление *R*, което е общо и за двете измерителни вериги, трябва да се включи точно в геометричната среда на измерителния проводник. На фиг. 31.12 е показано едно примерно конструктивно оформление на уред, изработен по тази схема. Съпротивлението *R* е разделено на две отделни съпротивления. Подходяща стойност за *R* е 120 Ω; затова се използуват две паралелно включени съпротивления със стойност по 240 Ω. При включването на *R* трябва да се използуват къси свързващи проводници, по специално товарното съпротивление трябва да бъде запоено съвсем близо, непосредствено до извода в центъра на измерителния шлейф. Промените в точката на заземяване и в стойността на товарното съпротивление могат да подобрят коефициента на насоченост. Двата диода също трябва да се запоят възможно най-близо до краищата на измерителния проводник; за да се избегне вредното прегряване, трябва да се запоява за възможно най-кратко време, като изводът на диода се придържа с плоски клещи, които отвеждат бързо топлината. Добре е да се използуват подбрани двойки диоди, като подборът може да извърши и самият радиолюбител. Подходящ е диодът *OA705*, но може да се използуват почти всички



Фиг. 31.12. Предложение за конструкцията на уреда, показан на фиг. 31.11*a*



Фиг. 31.13
Рефлктометри с лентовидни външни проводници; *a* — схема на измерителната част (не е начертан външният проводник на главния клон), *b* — механична конструкция (надлъжен разрез), *c* — механична конструкция (напречен разрез)

останали високочестотни диоди. Ако се използуват коаксиални щекери от телевизионни приемници, в мястото на прехода към измерителния шлейф не се образуват стоящи вълни. Този измерител на стоящи вълни може да се изработи много лесно от коаксиален кабел с диелектрик, в който има въздушни междини.

В схемата, показана на фиг. 31.11*b*, вместо едно товарно съпротивление в средата на измерителния проводник се използуват две съпротивления, включени в краищата на проводника ($R_1 = R_2 = 60\ \Omega$). Електрическата схема на този уред е аналогична на показаната на фиг. 31.9.

Настройката и еталонирането на рефлектометри от всички видове е описана общо в раздел 31.2.2.3.

31.2.2.2. *Рефлектометри, изработени от прави проводници*

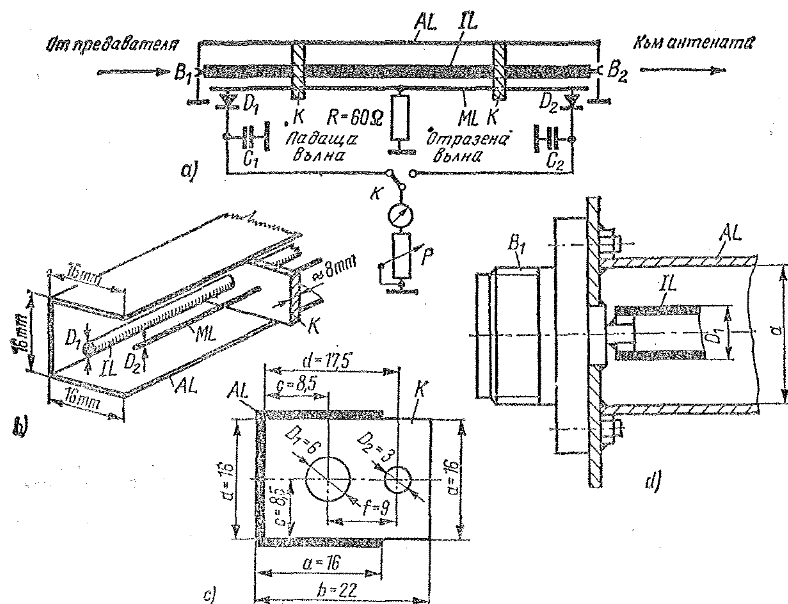
С коаксиалния рефлектометър не може да се правят измервания с голяма точност; освен това измерителният шлейф е трудно достъпен и не е лесно да се правят допълнителни изменения и да се нагласяват оптимални стойности при настройката. Рефлектометрите, изработени от прави проводници, осигуряват по-висока точност на индикация и по-добри възможности за настройка. При изработването им е необходима малко повече механична работа.

Една от най-простите конструкции е показана на фиг. 31.13. Главната част на рефлектометъра, която имитира отрязък от коаксиална линия, се състои от

вътрешен проводник (пръчка или тръба с диаметър 6 mm) и външен проводник (две правоъгълни ламарини с дължина по 200 mm и широчина 20 mm). Двете ламарини са разположени една срещу друга на разстояние 16 mm, така че се образува едно вътрешно пространство с две срещуположни отворени страни (вж. фиг. 31.13*b* и фиг. 31.13*c*). Ламарините, образуващи външния проводник, се свързват в краищата си със затварящите пластини *A*, към които са закрепени коаксиалните букси B_1 и B_2.

Както се вижда от електрическата схема (фиг. 31.13*a*), в измерителната част се използват два независими един от друг измерителни проводници ML_1 и ML_2. Чертежът на фиг. 31.13*c* показва, че тези измерителни проводници се намират от двете страни на вътрешния проводник. Те са изработени от проводник с диаметър 1,6 mm; заради механичната си стабилност са особено подходящи спици от велосипедно колело. Измерителните проводници се държат от две пластмасови блокчета *K* по такъв начин, че е възможно незначително изменение на разположението им. При настройката се нагласява нужната успоредност с вътрешния проводник и се подбира оптималното разстояние до него (около 6 mm). Блокчетата *K* са изработени от изолационен материал с малки загуби (напр. *пиакрил* или *полиетилен*), те поддържат механически и вътрешния проводник IL и двете ламарини, образуващи външния проводник. Двете затварящи пластини с размери 40 mm×40 mm са огънати по периферията си, така че към тях с винтове могат да се закрепят екраниращи ламаринени пластини.

Рефлектометърът с посочените размери има вълново съпротивление 60 Ω. Механичната дължина на рефлектометъра може да бъде увеличена или намалена според нуждите. Колкото по-ниска е работната честота, толкова по-голяма трябва да бъде преминаващата мощност, за да се отклони докрай стрелката на измерителния уред. Ако напр. при работа в обхвата 10 m е достатъчно през рефлектометъра да се пропусне мощност 1 W, за да се получи



Фиг. 31.14. Рефлектометър с U-образен външен проводник: *a* — принципна схема *b* — механична конструкция (без затварящата ламарина и буксите), *c* — разрез (чертежът служи едновременно и за оразмеряване на пластмасовите държатели K), *d* — затваряща ламарина с коаксиална букса B_1 (данните са в mm, чертежите не са в мащаб)

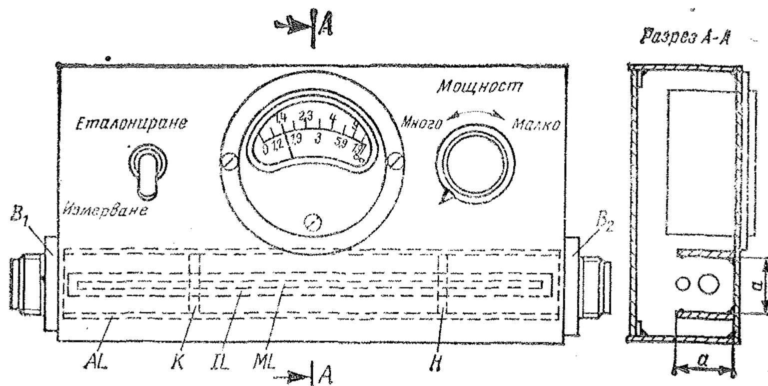
крайно отклонение на стрелката на уреда, при дължина на вълната 80 m са необходими цели 8 W. Тези разлики са обусловени от отношението на дължината на измерителния проводник към дължината на работната вълна. Затова при увеличаване на дължината на измерителния проводник се получава и по-голямо показание на индикатора. Удължаването на измерителния проводник изисква увеличение на механичната дължина на отрязъка от линия, без да се изменат останалите размери.

На фиг. 31.14 е показан един модел на рефлектометър, който е много популярен сред радиолюбителите. Външният проводник AL е изработен от U-образна медна ламарина; съществува само един измерителен проводник ML, който е разположен откъм отворената страна на U-образната ламарина (вж. фиг. 31.14*b*). В геометричната си среда той е свързан към маса (потенциалът на външния проводник) при съпротивлението *R*; така с един измерителен проводник се създават две измерителни вериги. *R* е безиндуктивно въглеродослойно съпротивление; най-често то е със стойност 60 Ω. Оптималната му стойност зависи от вълновото съпротивление на измерителния проводник ML и следователно предимно от отношението на разстоянието между външния и вътрешния проводник към диаметъра на вътрешния проводник, съотв. от D_1/D_2. Затова при такъв рефлектометър незначителните изменения на стойността на съпротивлението *R* често могат да бъдат „довършващия щрих“. Годността на рефлектометъра за работа при високи честоти зависи от безиндуктивността на съпротивлението *R*. Тъй като общата индуктивност намалява при паралелното свързване на няколко отделни индуктивности (закон на Кирхоф), по-изгодно е *R* да се състои от няколко отделни резистора. Един безиндуктивен резистор със стойност 60 Ω може да се получи напр. при паралелното свързване на 4 отделни резистора със стойност 240 Ω/0,1 W. Свързващите проводници трябва да бъдат извънредно къси. Препоръчва се изводите на резисторите, които ще се запояват към маса, да се огънат на 90° и да се разпределят радиално по вътрешната страна на външния проводник и да се запоят по цялата си дължина. Механичната конструкция е показана на фиг. 31.14*b*÷*d*. При посочените размери вълновото съпротивление на рефлектометъра е 60Ω. Вътрешният проводник трябва да има диаметър D_1 най-малко 6 mm. Ако диаметърът му е по-малък, вече не може да се гарантира успоредността с AL и ML и поддържането на съответните разстояния.

Използването на вътрешен проводник с друг диаметър, разбира се, води до изменение на размерите на външния проводник *a* и на разстоянието *c* в същото съотношение, защото трябва да се запази стойността на вълновото съпротивление на рефлектометъра (60 Ω).

За да се получи вълново съпротивление на рефлектометъра 60 Ω, трябва да се спазят следните съотношения: $D_1 : a = 1 : 1{,}33$; $D_1 : c = 1 : 1{,}41$; при вълново съпротивление 50 Ω важат следните отношения: $D_1 : a = 1 : 2$; $D_1 : c = 1 : 1{,}33$. При вълново съпротивление 72 Ω важи съответно: $D_1 : a = 1 : 1{,}29$; $D_1 : c = 1 : 1{,}45$. Двете пластмасови закрепващи плочки *K* се изработват от *пиакрил* или друг подобен материал с малки загуби. Те са дебели около 8 mm. Не се дават размерите за дължината на външния проводник и на вътрешния проводник IL и на измерителния проводник ML, защото те могат да се изменят в доста широки граници. Общо взето, дължината е между 150 и 300 mm. Тя зависи, както вече беше споменато, от предвидената дължина на работната вълна и от чувствителността на измерителния инструмент. Когато се спазят споменатите граници, дължината на рефлектометъра няма влияние върху принципа на действие на уреда.

На фиг. 31.15 е показан външният вид на един рефлектометър, изработен по описаната по-горе схема. Този външен вид, разбира се, не е задължителен; при желание постояннотоковата част на измерителната верига може да бъде монтирана отделно. Пълноценен материал за изработване на външния проводник е фолираният гетинакс, използван при печатните платки. Той се изрязва лесно и точно, без да се деформира. За конструкцията, показана на фиг. 31.13, са необходими само две ленти от фолиран гетинакс с широ-



Фиг. 31.15. Конструкция на рефлектометъра, показан на фиг. 31.14 (според *DM2AEO*)

чина 20 mm; U-образният външен проводник (фиг. 31 .14) се изработва от три такива ленти, които се запояват една за друга. Във всички случаи медното фолио трябва да се намира от вътрешната страна на външния проводник.

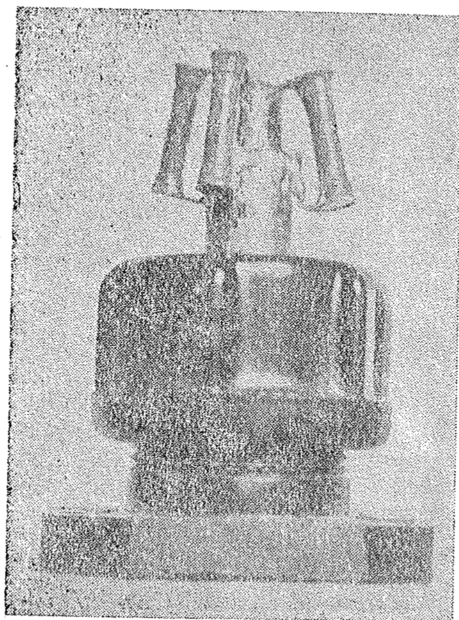
Съществуват конструкции на насочени отклонители и рефлектометри, с които се постига особено висока точност на измерване. Те обаче изискват и съответният по-голям обем прецизна механична работа. Тъй като все пак повечето радиолюбители признават разумното правило „да се изработва не възможно най-добре, а само толкова добре, колкото е нужно", тези подобрени конструкции досега не са станали популярни сред тях.

31.2.2.3. *Настройка и еталониране на рефлектометрите*

За да може да се настрои един рефлектометър, той трябва да се натовари откъм „антенната си страна" (букса B_2) с едно активно съпротивление, равно на импеданса на линията. В този случай товарът на рефлектометъра е такъв, че цялата пропускана мощност (падащата вълна) се консумира от товарното съпротивление. Не се получава никакво отражение и липсва отразена вълна. Ако измерителният уред, включен за измерване на напрежението на отразената вълна, даде показание „0", това означава, че коефициентът на стоящи вълни е 1 и съществува съгласуване. По различни причини при саморъчно изработените рефлектометри това, разбира се, не се получава веднага и затова чрез настройката трябва да се направи опит за най-пълно доближаване до идеалното положение.

Товарното съпротивление (нарича се още *изкуствена антена* или *абсорбер*) трябва да бъде в състояние да преобразува в топлина цялата мощност, отдавана от предавателя. На фиг. 31.16 е показано едно често използувано и не много скъпо товарно съпротивление. То се състои от четири паралелно свързани въглеродослойни резистора със стойност по 240 Ω, които са запоени върху един обикновен коаксиален куплунг. Допустимата разсейвана мощност на една такава изкуствена антена е равна на сумата от допустимите мощности на разсейване на отделните резистори. Колкото по-голям брой резистори са включени паралелно, толкова повече се намалява вредната паразитна индуктивност на комбинацията от резистори при предположение, че последните се запояват с практически изрязани докрай изводи. Групата паралелно включени резистори в крайна сметка трябва да има съпротивление 60 Ω (съотв. някакво съпротивление, равно на вълновото съпротивление на рефлектометъра от избрания тип).

Тъй като с нарастване на честотата схемните елементи все повече придобиват комплексен характер, за настройка трябва да се избере възможно найвисоката честота. В такъв случай на-



Фиг. 31.16. Евтин товарен резистор за настройка на рефлектометъра, показан на фиг. 31.14 (според *DM2AEO*)

стройката става особено трудна, но за сметка на това съществува гаранция, че за по-ниските работни честоти са нагласени оптимални стойности. Затова един рефлектометър за обхвата на късите вълни се настройва при честота 28 MHz; ако ще се работи и в обхвата 2 m, честотата на настройка трябва да бъде около 145 MHz.

Както вече беше казано, целесъобразно е рефлектометърът да се еталонира предварително заедно с използуваните диоди. Това еталониране се извършва с постоянно напрежение. В схемата за еталониране диодът се включва в права посока последователно с измерителния уред и регулаторът на чувствителността *P*. Подават се точно измерени по амплитуда постоянни напрежения, като при най-голямата стойност на напрежението чрез потенциометъра *P* се нагласява крайното отклонение на стрелката на уреда. Регулаторът на чувствителността *P* не се променя до края на еталонирането. След това еталониращото напрежение се намалява на стъпки от по 1/10 от максималната амплитуда, необходима за крайното отклонение на стрелката на уреда, и се отбелязва съответното отклонение на стрелката. Това ново деление на скалата съответствува на волтамперната характеристика на диода и особено в началото на скалата не е линейно.

Тъй като едва ли е възможно да се намерят два диода с напълно еднакви волтамперни характеристики, еталонирането на скалата трябва да се прави винаги с диода, който ще се използува за изправяне на напрежението на отразената вълна. Диодът, изправящ напрежението на падащата вълна, трябва да съвпада по характеристика с първия поне при максимално отклонение на стрелката на индикатора.

В раздел 5.2. са обяснени по-подробно зависимостите между отношението на напреженията и коефициентът на стоящи вълни (ур. 5.15÷5.25). Според ур. (5.15) коефициентът на стоящи вълни е равен на

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}}.$$

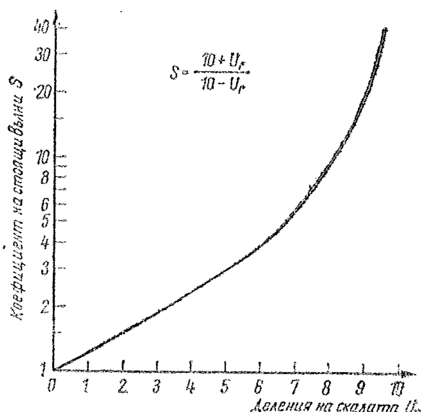
При рефлектометрите U_{max} съответствува на напрежението на падащата вълна, а U_{min} — на напрежението на отразената вълна. Затова може да се напише

$$s=\frac{U_h}{U_r}.$$

В случая напрежението на падащата вълна независимо от действителния му размах се регулира с помощта на потенциометъра за чувствителност P винаги така, че стрелката на уреда да се отклони докрай. Следователно може да се положи $U_h=1$. Тогава стойностите на U_r се получават като част от 1. Така че кофициентът на стоящи вълни е равен на

$$s=\frac{1+U_r}{1-U_r} \quad (31.4)$$

Ако скалата на уреда има „диодно-еталонирани" десетични деления, съгл. ур. (31.4) всяко от тях ще отговаря на следните стойности на коефициента на стоящи вълни:



Фиг. 31.17. Коефициент на стоящи вълни s, в зависимост от отношението $U_h:U_r$ (напрежението U_h винаги е равно на 10 деления на скалата)

Деления	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
s	1,0	1,2	1,5	1,9	2,3	3	4	5,7	9	19	∞

В случай че тази „изкривена" скала по някакви съображения е неудобна, тя може да се еталонира за точни стойности на коефициента на стоящи вълни.

От фиг. 31.17 могат да се видят междинните стойности за еталониране на скалата за индикация на желаната стойност на s. Предполага се, че еталонирането на скалата е извършено с 10 еднакви стъпала на напрежението. Ако скалата не е еталонирана направо в стойности на коефициента на стоящи вълни, графиката от фиг. 31.17 може да се използува и като еталонираща крива.

Измерителният уред може да бъде еталониран заедно с диода за изправяне на напрежението на обратната вълна още преди цялостната настройка на рефлектометъра. Еталонирането се извършва с право напрежение, като трябва да се знае, че деленията на скалата са толкова по-равномерни, колкото по-чувствителен е използуваният уред за индикация. Обикновено се използуват уреди от магнитоелектричната система с обхват 0,1 mA, но се срещат и такива с максимален обхват 1 mA. Стойността на регулатора на чувствителността P зависи от вътрешното съпротивление на измерителния уред, но най-често е между 50 и 100 kΩ.

Инструкция за настройка, валидна за всички видове рефлектометри:

Буксата на рефлектометъра B_2 (от-към антената) се затваря с товарното съпротивление, както вече беше описано по-горе. Изходът на предавателя (в повечето случаи това е Колинсфилтър) се включва към букса B_1. Рефлектометърът се включва за измерване на *падащата* вълна, включва се предавателят и елементите за връзка с антената се настройват така, че индикаторът на рефлектометъра да даде максимално показание. Тази настройка отговаря на оптимален товар на предавателя. С регулатора на чувствителността се нагласява отклонението на стрелката на уреда. То трябва да стане точно 10 деления (крайно отклонение). След това рефлектометърът се превключва за измерване на *отразената* вълна (чрез съответния превключвател). Показанието на индикатора рязко намалява, но само в изключителни случаи става равно на 0. При рефлектометрите с достъпен измерителен проводник остатъчното отклонение на стрелката може да се намали евентуално чрез преместване на точката на свързване на диода D_2 към измери-

телния проводник. При прецизна изработка и реално товарно съпротивление индикаторът може да се доближи до нулевата стойност. При коаксиалните рефлектометри възможността за настройка на нулевата индикация е много ограничена; в този случай може само да се провери дали някое изменение на измерителния проводник, съотв. на стойността на товарното съпротивление, няма да доведе до подобрение.

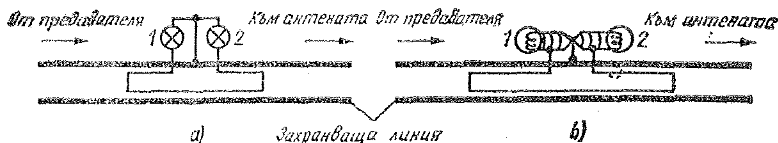
След като се постигне минимално показание за напрежението на отразената вълна, рефлектометърът се свързва обратно, т. е. B_2 се включва към изхода на предавателя, а B_1 — към изкуствената антена. P остава в предишното си положение, превключвателят на рефлектометъра също остава включен за измерване на отразената вълна. При същата изходна мощност на предавателя стрелката на уреда отново се отклонява докрай, защото всъщност се измерва проходящата мощност. Диодът D_1 при това обратно свързване на рефлектометъра изправя напрежението на отразената вълна. Затова след превключване на превключвателя в положение „отразена вълна" стрелката на уреда отново трябва да има минимално отклонение. Отклонението може да се намали чрез предпазливо изменение на точката на свързване на D_1 към измерителния проводник. С това настройката на рефлектометъра е завършена. Рефлектометърът отново се включва в нормално работно положение.

Един твърде голям коефициент на насоченост a се познава по това, че при измерване с реално товарно съпротивление все пак се получава индикация за напрежението на отразената вълна, различно от 0. Причините за това явление вече бяха обяснени в раздел 31.2.1. Понякога е възможно да се получи по-малко отклонение (по-добро нулиране) чрез изменяне на съпротивленията в измерителната верига или чрез незначително удължаване на измерителния проводник. Трябва да се внимава за това при прехода от коаксиалния вътрешен проводник към коаксиалните букси B_1 и B_2 да не се получава скокообразно изменение на вълновото съпротивление. Когато трябва да се получи много малка грешка при измерването, даже простите в схемно отношение рефлектометри трябва да се изработват съвсем старателно.

Трябва да се спомене още и това, че при известни обстоятелства диодите на един рефлектометър могат да бъдат причина за възникване на телевизионни смущения. Както е известно, диодните схеми на умножители на честота дават в достатъчно количество висши хармонични. Такъв режим на работа може да се получи и при рефлектометрите. В такъв случай може да се помогне с филтриране и блокиране на постояннотоковата верига между диодите и измерителния уред чрез дросел. Общо взето обаче, е достатъчно обикновеното блокиране с кондензатор, което е посочено в схемите, особено когато рефлектометърът е монтиран в екранираща кутия.

Рефлектометрите имат много широка употреба и могат да се използуват и в обхвата 70 cm. Тъй като те са може би най-важните любителски антенни измерителни уреди, отделните модели бяха описани подробно. Даже с един прост коаксиален рефлектометър може да се настрои връзката на крайното стъпало на предавателя с антената: максималното измерено напрежение на падащата вълна съответствува на оптимално отдаване на енергията. Резонансната честота на антените се определя много бързо при измерване на отразената вълна: това е честотата, при която коефициентът на стоящи вълни е минимален. Освен това с рефлектометър може да се контролира непрекъснато настройката на антените, като се наблюдава нарастването или намаляването на напрежението на отразената вълна. Затихването на сигнала при преминаването му през рефлектометъра е незначително. Затова рефлектометърът може да остане включен продължително време в захранващата линия, за да се контролира степента на съгласуване с антената.

Един рефлектометър от този тип може да се използува и при антени, които се захранват чрез симетрична двупроводна линия с вълново съпротивление 240 Ω. В такъв случай единствено е необходимо между изхода на рефлектометъра и захранващата линия да се включи симетриращ трансформатор (вж. фиг. 7.6), който служи като преобразувател на симетрията и



Фиг. 31.18. Двулампов индикатор; *a* — електрическа схема, *b* — механична конструкция

трансформира изходното съпротивление на рефлектометъра към стойността на вълновото съпротивление на двупроводната линия.

31.3. Индикатори на стоящи вълни за симетрични захранващи линии

Много любителски антени се захранват чрез симетрични линии, като често се използува обикновен УКВ-лентов кабел.

За индикация на стоящите вълни в такива антенни системи са разработени прости индикатори, които работят на принципа на рефлектометъра. Става дума за много прости контролни устройства, с които в общия случай не могат да се извършват количествени измервания, а е възможна само приблизителна оценка на степента на съгласуваност.

31.3.1. Двулампов индикатор за лентови кабели

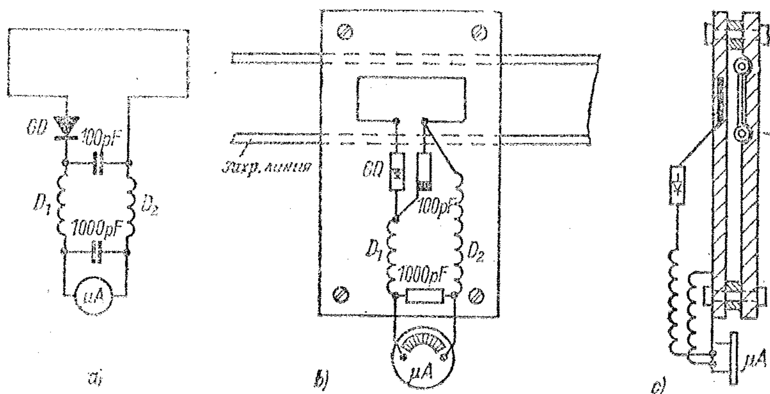
При този много прост уред индикацията на стоящите вълни става чрез малки лампи с нажежаема жичка. На фиг. 31.18 е показана електрическата схема и механичната конструкция на уреда.

Шлейфът за връзка се изработва от парче лентов кабел от типа, който се използува и за захранващата линия. Дължината на шлейфа за връзка не трябва да бъде $\lambda/4$. Като правило тя е равна на $3/10\lambda$ или по-малко. Двата края на шлейфа са свързани на късо, а единият проводник се прекъсва в средата. Шлейфът за връзка прилича на един малък шлейфвибратор. Двата проводника, получени при прекъсването на едното жило на лентовия кабел, се свързват по най-къс път към резбата на две лампи с нажежаема жичка. Средните контакти на тези лампи се запояват един за друг и се свързват галванически към съседния проводник на двупроводната линия. Обикновено се използуват лампички 3,8 V/0,07 A, тъй като нажежаемите им жички имат малка топлинна инертност. Шлейфът за връзка трябва да се разположи възможно най-близо до захранващата линия и да се фиксира в това положение с помощта на самозалепваща се пластмасова лента.

Преди измерването мощността на предавателя трябва отначало да се намали много и след това да се увеличава плавно, докато лампичките светнат със средна яркост. Ако съществува приблизително точно съгласуване, лампичката *1*, разположена откъм предавателя, ще свети много по-ярко от лампичката *2*, разположена откъм антената. Принципът на работа на рефлектометъра се разпознава съвсем ясно: лампичката *1* отнема енергия от падащата вълна, докато лампичката *2* реагира на отразената вълна.

Целта на последващите настройки на средствата за съгласуване е да се постигне такова състояние, при което лампичката *2* не свети, а лампичката *1* свети с максимална яркост. В този случай стоящите вълни са изчезнали и съгласуването е достатъчно точно.

При малки изходни мощности на предавателя лампичките не могат да светнат. В този случай лампичките се заместват с въглеродослойни резистори със стойност около 500 Ω; високочестотните напрежения, падащи върху тези резистори, се изправят с германиеви диоди и след филтриране на високочестотните компоненти се подават за индикация на един магнитоелектричен стрелкови уред. Точно съгласуване ще съществува, ако падът на напрежение върху резистора, разположен откъм антената, е равен на нула.



Фиг. 31.19. Опитна постановка за измерване на стоящи вълни; *a* — електрическа схема, *b* — механична конструкция (изглед отпред), *c* — механична конструкция (изглед отстрани)

31.3.2. Високочестотни волтметри като индикатори на стоящи вълни

Описаните по-долу индикатори вече допускат и количествено измерване на стоящите вълни. Като се използува принципът на измерителната линия, се измерват високочестотните амплитуди върху един по-дълъг отрязък от двупроводната линия. Коефициентът на стоящи вълни се получава като отношение на измерената максимална стойност на напрежение (U_{max}) към минималната стойност на напрежението (U_{min}).

На практика обаче работата с уред, използуващ този принцип, не е така проста, както с описания по-горе двулампов индикатор на стоящи вълни. Причина за това са донякъде по-сложната механична конструкция и трудният процес на измерването.

При измерването на напрежението по дължината на захранващата линия коефициентът на връзка между индикатора и изследвания лентов кабел трябва да бъде еднакъв във всички точки на кабела. За целта се изработва един плъзгач, в който се намира шлейфът за връзка. Този плъзгач подобно на плъзгача на сметачната линийка може да се плъзга по дължината на лентовия кабел. Опитната постановка за едно такова измерване е показана на фиг. 31.19. Напрежението от захранващата линия се отнема по индуктивен път и се изправя от германиевия диод GD. Полученото право напрежение се филтрира и се подава за измерване на един микроамперметър. Волтамперната характеристика на диода не е линейна и затова измервателният инструмент трябва да се еталонира отново заедно с диода (вж. раздел 31.2.). Шлейфът за връзка има по-малки размери от тези при двулампoвия рефлектометър за лентови кабели. Неговата дължина в късовълновия обхват може да бъде между 5 и 10 cm, докато за обхвата 2 m е достатъчна една дължина от само 2 cm. Двата еднотипни дросела D_1 и D_2 трябва да са оразмерени за изследвания честотен обхват. За всички късовълнови обхвати се използуват бобини с намотка тип „универсал“ и с индуктивност около 0,5 mH. В УКВ обхвата се използуват свободно навити дросели с около 20 нав. от лакиран меден проводник, навити около един молив. Измервателният уред не трябва да бъде непременно микроамперметър, може да се включи и един по-малко чувствителен уред с крайно отклонение 1 mA.

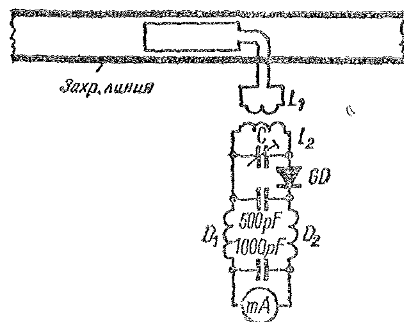
Шлейфът за връзка се състои от меден проводник с дебелина 1 mm, поставен в пластина от *полистирол*. За целта проводникът отначало се сгъва, за да има нужната форма, и след това се нагрява с ютия. Нагретият проводник се притиска върху термопластичната

пластина от полистирол и потъва в нея. В срещуположната пластина се изработват улеи за преминаване на лентовия кабел, но така, че двете пластини да лежат плътно една до друга и въпреки това плъзгачът (и измерителният шлейф) да се плъзга на едно и също разстояние над захранващата линия. На фиг. 31.19с това разстояние за прегледност е начертано донякъде твърде голямо.

При преместване по дължината на линията измерителният инструмент показва относителната стойност на високочестотното напрежение. При съгласуване стойността на напрежението във всички точки на захранващата линия е еднаква и в линията не съществуват стоящи вълни.

Разсъгласуването се отчита по нееднаквостта на измерените напрежения в различните точки на линията. Появяват се максимуми и минимуми на напрежението. Коефициентът на стоящи вълни се получава непосредствено от (5.15) като отношение на максималното към минималното измерено напрежение. Измерителната схема е апериодична и следователно за индикация се подават напрежения с всяка от съществуващите честоти. Ако сигналът на предавателя има много висши хармоници, резултатът от измерването може да бъде погрешен.

На фиг. 31.20 е показана една схема, която работи по същия принцип, но изключва влиянието на висшите хармоници и е особено чувствителна. Шлейфът за връзка е свързан към бобината L_1 (1 до 2 нав.) чрез парче от лентов кабел (с вълново съпротивление около 70 Ω) или чрез плосък мрежов кабел в пластмасова изолация. Връзката на бобината L_1 с бобината L_2 трябва да може да се изменя в много широки граници. Трептящият кръг L_2—C е настроен на честотата на предавателя. Той е един поглъщащ кръг, като високочестотното напрежение, по-



Фиг. 31.20. Чувствителен индикатор на стоящи вълни

лучено от него, се изправя и се подава за индикация на магнитоелектричен измерителен уред. Приложението на уреда и удобствата при работа с него са същите, както при описаната по-горе опростена модификация.

Описаните устройства за индикация на стоящи вълни след съответните механични изменения могат да се използват и за измерване при саморъчно изработени ненастроени двупроводни линии с въздушна изолация. Вълновото съпротивление на двупроводната линия е без значение.

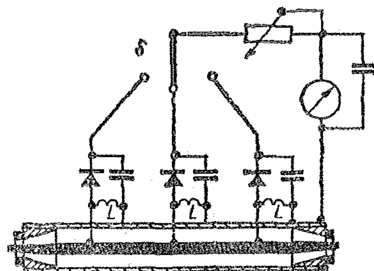
31.4. Измерителна линия

Измерването на разсъгласуването на една високочестотна линия позволява не само да се определи коефициентът на стоящи вълни, но и да се определят активните и реактивни компоненти на импеданса на консуматора. В лабораториите за измервания в СВЧ и УКВ обхватите се използват така наречените *измерителни линии*.

Измерителната линия представлява механичен модел на коаксиален кабел с точно известно вълново съпротивление. Външният проводник на изме-



Фиг. 31.21. Схематично представяне на измерителна линия



Фиг. 31.22. Измерителна линия с три диода

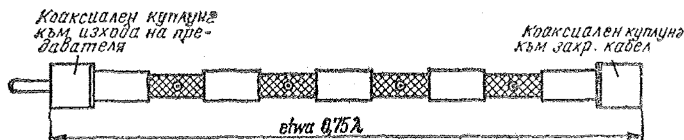
рителната линия има един надлъжен шлиц, по който се плъзга измерителната глава. Напрежението за измерване се отнема капацитивно от вътрешния проводник с помощта на измерителна сонда (фиг. 31.21).

Индустриално произвежданите измерителни линии са прецизни уреди с висока точност на измерване. В съответствие с това и цената на едно такова устройство е много висока и то е недостъпно за отделния радиолюбител. Самостоятелното изработване също едва ли е възможно. Освен това практическите възможности за приложение на измерителните линии са ограничени само до СВЧ и част от УКВ-обхвата.

Измерителната линия може да се опрости механически, ако отпадне плъзгащата се измерителна глава и се предвидят няколко постоянни точки за измерване, разпределени по дължината на линията (фиг. 31.22). Тази измерителна линия с три диода се оразмерява за определена честота в СВЧ или УКВ обхвата (дължината на линията и разположението на точките за измерване зависят от честотата). С това силно се ограничават възможностите за приложение на линията. Разбира се, измерването в три точки не е така точно, както при плавно плъзгане на измерителната сонда по цялата дължина на линията. Индуктивностите L заедно с капацитетите на диодите образуват резонансни кръгове, настроени на честотата на сигнала.

Един опростен модел на измерителна линия с няколко точки на измерване се получава, като се оголи на няколко места вътрешният проводник на едно парче коаксиален кабел,така че да може да се вкара до него върхът на една високочестотна измерителна глава. За целта се отстранява на няколко места външната защитна обвивка на кабела и оплетката (външният проводник) се разпъва или се пробива, докато се образува малък кръгъл отвор над диелектрика. Диелектрикът също се отстранява и се получава достъп до вътрешния проводник. В отвора се поставя и се залепва една пробита керамична сачма или фина пластмасова тръбичка, така че вътрешният проводник да може да се докосне отвън с острия връх на измерителната глава. Всички части от кабела, в които ще се извършва измерване, трябва да се обработят по описания начин (фиг. 31.23). Дължината на измерителната линия трябва да бъде поне 0,75 λ. Предвидените точки за измерване се разпределят равномерно по нея. Вълновото съпротивление на измерителната линия трябва да съответствува точно на вълновото съпротивление на изследвания захранващ кабел. Измерителната линия се включва като част от захранващия кабел между изхода на предавателя и истинската захранваща линия.

С острия връх на измерителната глава на един високочестотен лампов волтметър или на друг измерител на напрежение се установява размахът на високочестотното напрежение в различните точки. Ако се измерят различни напрежения, съществува разсъгласуване. Еднаквите напрежения във всички точки на измерване означават, че кабелът е съгласуван правилно към антената. Тъй като напрежението не се измерва непрекъснато, при тази постановка не могат да се определят

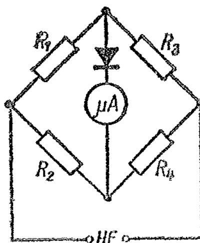


Фиг. 31.23. Опростена измерителна линия

еднозначно максималната и минималната стойност на високочестотното напрежение. Не може да се получи количествена оценка на коефициента на стоящи вълни. Въпреки това една такава импровизирана измерителна линия в СВЧ обхвата работи по-добре от саморъчно изработените рефлектометри и представлява интерес за радиолюбителите, работещи в обхватите 70 cm и 2 m.

31.5. Мостови схеми като измерителни уреди, използвани при съгласуване

Високочестотният измерителен мост (от типа на моста на *Уитстон*) е един уред с многостранно приложение, който при това се изработва много лесно. Такива устройства са известни и популярни под различни имена; те работят по един и същи принцип независимо от наименованието си. Основната мостова схема е показана на фиг. 31.24.



Фиг. 31.24. Основна схема на високочестотен измерителен мост

Мостът се захранва с висока честота. Резисторите, свързани в схемата, трябва да представляват чисто активно съпротивление за сигнал със захранващата честота. R_1 и R_2 са напълно равни помежду си (с точност до 1% или повече). Самата стойност на съпротивлението е от второстепенно значение. При това предположение, когато мостът е в равновесие (нулевата индикация на измерителния инструмент), се получават следните съотношения:

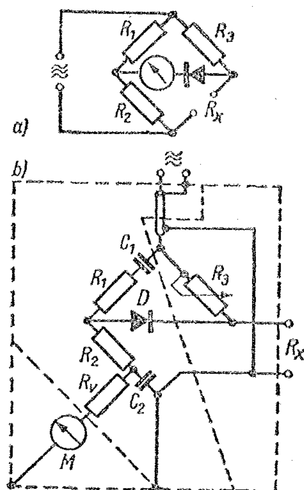
$$R_1 = R_2; \quad R_1 : R_2 = 1 : 1$$

$$R_3 = R_4; \quad R_3 : R_4 = 1 : 1$$

Ако на мястото на R_4 се постави изпитваното съпротивление, на което трябва да се определи активната компонента, и ако вместо R_3 се използва еталониран потенциометър (безиндуктивен), то при нулево показание на индикатора стойността на измерваното съпротивление е равна на стойността на съпротивлението на потенциометъра. Следователно може да се измерва и входното съпротивление на една антена. Трябва обаче да се има предвид, че входното съпротивление на една антена е активно само в случай на резонанс. Затова честотата, с която се захранва мостът, трябва да отговаря на резонансната честота на излъчвателя. Освен това чрез такъв мост може да се измерва вълновото съпротивление на захранващи линии от всякакъв вид, както и техният коефициент на скъсяване.

31.5.1. Антеноскоп

На фиг. 31.25 е показана една мостова схема, която е особено подходяща



Фиг. 31.25. Антеноскоп; *a* — принципна схема на високочестотния измерителен мост, *b*—схема на антеноскоп, предложен от *W2AEF*, $R_1 = R_2 = 200\ \Omega$, $C_1 = C_2 = 500$ pF, R_3 е линеен потенциометър с максимална стойност 500 Ω, R_V — предпазен резистор на индикатора, *M* — уред от магнитоелектрическа система, максимален обхват 0,2 mA, *D* — германиев диод

за антенни измервания. Тя е описана за първи път от *W2AEF* и е станала известна под името антеноскоп.

Не е задължително абсолютните стойности за R_1 и R_2, както и за C_1 и C_2, дадени от *W2AEF*, да се спазват съвсем точно. Единствено важно е изискването R_1 и R_2, както и C_1 и C_2 да бъдат с напълно еднакви стойности. Следователно R_1 и R_2 могат да бъдат със стойност 150 Ω, 250 Ω или друга, близка до тях, стига двете съпротивления да са равни помежду си. Това важи аналогично и за C_1 и C_2.

Не е нужно да се купуват скъпи измервателни резистори с висок клас на точност. По-изгодно е от голямо количество резистори с помощта на мост или омметър да се изберат два с еднакви стойности.

Потенциометърът R_3 трябва да бъде безиндуктивен, въглеродослоен. Жичните потенциометри са напълно неизползваеми. Един възможно най-малък по габарити стандартен потенциометър, от който в случая е отстранена екраниращата обвивка, често дава задоволителни резултати и в УКВ-обхвата до 150 MHz. При монтажа трябва да се внимава преди всичко за това да бъдат избягнати вредните паразитни капацитети между R_3 и околните схемни елементи и екранировки. Затова потенциометърът трябва да се монтира на разстояние от лицевата плоча на моста върху гетинаксова плочка. Оста на потенциометъра се извежда изолирана през металната лицева плоча. Избрана е стойност на съпротивлението 500 Ω, за да могат да се измерват почти всички срещащи се в практиката входни съпротивления на захранващите линии. Тъй като потенциометри със стойност 500 Ω понякога се намират трудно, могат да се използват и по-често срещаните линейни потенциометри от 1 kΩ. Паралелно на такъв потенциометър се включва въглеродослоен резистор 1 kΩ; с тази схема се получава добро разпределение на стойностите на съпротивлението в зависимост от ъгъла на завъртане на оста на потенциометъра. В последно време обаче все повече се използват антенни системи, които се захранват с коаксиален кабел. Затова обхватът на антеноскопа може да се ограничи на 100 Ω. В този случай R_3 трябва да се замести с въглеродослоен потенциометър с максимална стойност на съпротивлението 100 Ω. По такъв начин се получава по-добра точност на отчитането в този обхват на измерване.

Потенциометърът се еталонира по постоянен ток с помощта на един точен омметър, на оста му се поставя скала, по която направо могат да се отчетат стойностите на съпротивлението, съответствуващи на определен ъгъл на завъртане на оста. При нулево показание на индикатора стойността на измерваното съпротивление е равна на стойността, показвана на скалата на потенциометъра. R_v е предсъпротивление (защитно съпротивление) на измерителния уред. Неговата стойност зависи от вътрешното съпротивление на измерителния уред и от желаната чувствителност на индикацията.

W2AEF използува уред от магнитоелектрическата система с крайно отклонение на стрелката 0,2 mA. Използването на особено чувствителни измерителни уреди (напр. с крайно отклонение 0,05 или 0,1 mA) води до по-добри резултати. Тези уреди трябва да се включват винаги през възможно най-високоомно защитно съпротивление, за да се избегне нарушаването на равновесието на моста. Към германиевия диод не се поставят никакви особени изисквания; подходящи са почти всички продавани висококачествени изправителни диоди, напр. *GA100*.

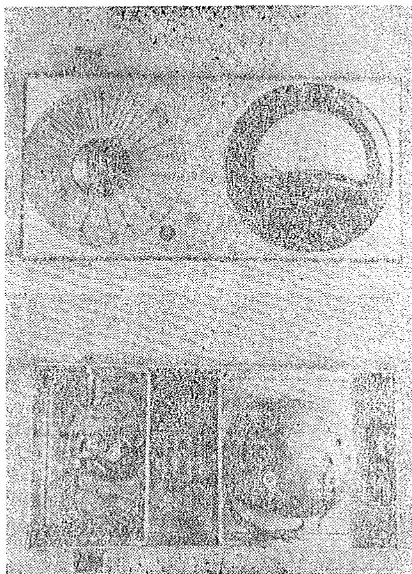
При изработването на мостовата схема трябва да се използуват възможно най-къси свързващи проводници, за да се избягнат големите паразитни капацитети и индуктивности; при това трябва да се спазва механичната симетрия на монтираните елементи. Целият уред е поместен в екранираща кутия, в която отделните схемни елементи са разположени съгл. фиг. 31.25*b*. Кутията е разделена на три секции; отделящите екраниращи стени са начертани с прекъснати линии. Мостът е свързан с едното си рамо към маса, т. е. не е симетричен спрямо земя. По този начин конструкцията се опростява и става по-непретенциозна. Следователно мостът е особено удобен за измерване на несиметрични спрямо земя съпротивления (напр. коаксиален кабел). С достатъчна точност обаче могат да се измерват и симетрични кабели и антени. Екранировката не се

заземява. Затова е целесъобразно уредът да се постави върху изолиращи крачета, а горната му повърхност да се покрие с изолиращ защитен лак. Със същия успех може да се използува и кутийка от фолиран гетинакс. Както вече беше споменато, потенциометърът трябва да се монтира в екранираната си секция върху изолационна пластина, така че разстоянието между него и заобикалящите го метални плоскости да бъде възможно най-голямо. Неговите метални части не бива да бъдат свързани с екранировката.

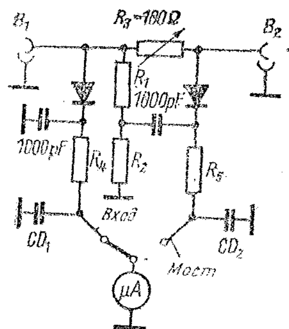
Този измерителен уред може да се използува без изменения както в късовълновия, така и в УКВ обхвата. Границите на използуваемостта в УКВ обхвата зависят от механичната конструкция и от отделните части, използувани при монтирането на моста. Като високочестотен генератор за захранване на моста може да се използува гриддипметър, както и всеки друг високочестотен генератор с променяща се честота и достатъчна изходна мощност. Подаваната към моста високочестотна мощност не бива да надвишава 1 W, за да не се изложат на опасност диодът и измервателният уред; около 0,2 W вече са достатъчни за захранване на моста. Високочестотното напрежение се подава много просто към моста — чрез бобина за връзка, която има от 1 до 3 нав. Тя е свързана индуктивно с бобината на гриддипметъра така, че при отворени букси за R_x (мястото на включване на измерваното съпротивление) стрелката на индикатора да се отклони докрай. При по-силна връзка с гриддипметъра той променя резонансната си честота. За да се избягнат грешките при измерването, действително генерираната от гриддипметъра честота трябва да се контролира непрекъснато с един еталониран честотно приемник. На фиг. 31.26 е показано едно просто, но въпреки това надеждно изпълнение на антеноскоп, предложен от *W2AEF*.

Годността на моста за работа се изпробва, като на мястото на R_x се включи едно безиндуктивно активно съпротивление с точно известна стойност. Тогава стойността на съпротивлението на потенциометъра, при която се получава нулева индикация на уреда, трябва да бъде точно равна на тази на еталонното съпротивление. Този процес се повтаря с няколко постоянни резистора при различни захранващи честоти. Така се получава впечатление за границите на изолзуваемост на уреда, при които индикацията на равновесието на моста вече не е така силно изразена. В късовълновия обхват би трябвало винаги да се получават безупречни резултати от измерванията; напротив, в УКВ обхвата отделните елементи придобиват повече или по-малко изразен комплексен характер, заради което вече не може да се установи равновесие на моста. Чрез старателно променяне на положението на свързващите проводници, на тяхната дължина и на самите елементи на схемата е възможно често да се получат използуваеми резултати и в обхвата 2 m. В обхвата 70 cm обикновените мостови схеми са напълно непригодни.

Индустриално произвежданите съгласуващи измерителни мостови схеми имат горна гранична честота около 250 MHz. Това се постига чрез особено подходяща механична конструкция и чрез компенсация на реактивните съпротивления.



Фиг. 31.26. Антеноскоп, предложен от *W2AEF*; горе: изглед отпред, долу: вътрешен вид



Фиг. 31.27. „Метчмейкър"

След като се провери годността на антеноскопа, той може да се използува за практически измервания.

31.5.2. Мостова схема за измерване на параметрите на коаксиални кабели и антени с входно съпротивление до 100 Ω

Тази мостова схема, известна сред радиолюбителите под името „*метчмейкър*", не представлява нищо друго освен един антеноскоп, оразмерен специално за измерване на коаксиални кабели и антени с входно съпротивление до 100 Ω. Освен това този уред има още един високочестотен изправителен диод, който позволява измерването на високочестотното захранващо напрежение. Схемата на моста е показана на фиг. 31.27. Кутията на уреда е разделена на три екранирани секции, при което в средната секция е поместен германиевият диод и филтриращите елементи, необходими за измерване на входното напрежение. Потенциометърът е безиндукционен; той е със стойност 100 Ω. За него важат указанията, дадени по-горе в раздела с описанието на антеноскопа. Постоянните резистори R_1 и R_2 трябва да бъдат напълно равни помежду си. Тяхната стойност може да се избира произволно между 40 и 80 Ω. Защитните резистори на индикатора R_4 и R_5 са обикновени резистори, чиято стойност се определя от вътрешното съпротивление на измерителния уред. При уред от магнитоелектрическата система с крайно отклонение 0,1 mA R_4 трябва да има стойност 15 kΩ, а R_5 — 7,5 kΩ. Трябва да се има предвид, че отношението на R_4 към R_5 трябва да бъде 2 : 1. CD_1 и CD_2 са проходни кондензатори с капацитет около 1000 pF (стойността не е критична). Потенциометърът се еталонира с точен омметър (при това германиевите диоди не са свързани към схемата). Измерените стойности се отбелязват върху прегледна скала с деления от 100 Ω до 10 Ω. Резисторите R_1 и R_2 трябва да разсейват мощност около 1 W.

След сглобяването на уреда са необходими настройка и изпробване. За целта изходът B_2 (измервано съпротивление) се натоварва с точно известно безиндуктивно съпротивление (напр. 60 Ω). Към входа на уреда се подава такова високочестотно напрежение, че стрелката на индикатора да се отклони до средата. При това превключвателят е в положение „*вход*". Необходима е високочестотна мощност от около 0,2W, която може да даде и един гриддипметър. След това превключвателят се поставя в положение „*мост*". Потенциометърът се нагласява така, че да се получи равновесие на моста (нулева индикация). Стойността, отчетена по скалата на потенциометъра, трябва да отговаря точно на съпротивлението на товарния резистор. След това товарният резистор се отстранява и буксата B_2 остава свободна. Уредът се захранва с високочестотно напрежение с размах, достатъчен за отклонение на стрелката на индикатора до средата на скалата (превключвателят отново е поставен в положение „*вход*"). При превключване в положение „*мост*" стрелката на индикатора трябва да се отклони докрай, защото съотношението на съпротивленията на защитните резистори е 2 : 1. Ако стрелката не се отклони докрай, трябва да се промени по съответен начин стойността на R_5. Същият процес се повтаря при изход B_2, свързан на късо. При същата входна мощност при положение на превключвателя „мост" стрелката на индикатора отново трябва да се отклони докрай, а при положение „вход" — до средата. Ако това не стане, значи резисторите R_1 и R_2 не са напълно еднакви по стойност.

Сега индикаторът може да се еталонира за отчитане на коефициента на стоящи вълни s по следния начин.

Потенциометърът се поставя на отбелязаното положение „60 Ω“ и изходът B_2 се натоварва с един безиндуктивен резистор със съпротивление 60 Ω. Размахът на високочестотното захранващо напрежение се подбира така, че при положение на превключвателя „*вход*“ стрелката на индикатора да се отклони до средата на скалата. При превключване към „*мост*“ индикацията трябва да бъде 0, което съответствува на коефициент на стоящи вълни $s=1$. След това към буксата B_2 последователно се включват различни резистори с точно известно съпротивление и всеки път се отбелязва отклонението на стрелката на индикатора. Превключвателят трябва да бъде в положение „*мост*“. Входното напрежение трябва да остава постоянно по размах. Не бива да се променя и положението на потенциометъра. Ако например товарното съпротивление е със стойност 120 Ω, стрелката на индикатора ще се отклони до деление на скалата, съответствуващо на коефициент на стоящи вълни $s=2$ (120 Ω : 60 Ω); при товарно съпротивление 240 Ω би се получил коефициент на стоящи вълни $s=4$. Когато се измерят достатъчен брой товарни резистори, може да се построи еталонна крива, базираща се на резултатите от измерванията. В някои случаи стойностите на коефициента на стоящи вълни се нанасят направо върху скалата на измерителния уред. При практическите измервания трябва да се спазят следните указания:

a. Потенциометърът винаги трябва да се нагласява на такава стойност на съпротивлението, която отговаря точно на вълновото съпротивление на измервания коаксиален кабел.

b. Размахът на входното напрежение (положение „*вход*“) трябва да се подбере преди всяко измерване така, че стрелката на индикатора да се отклонява до средата на скалата.

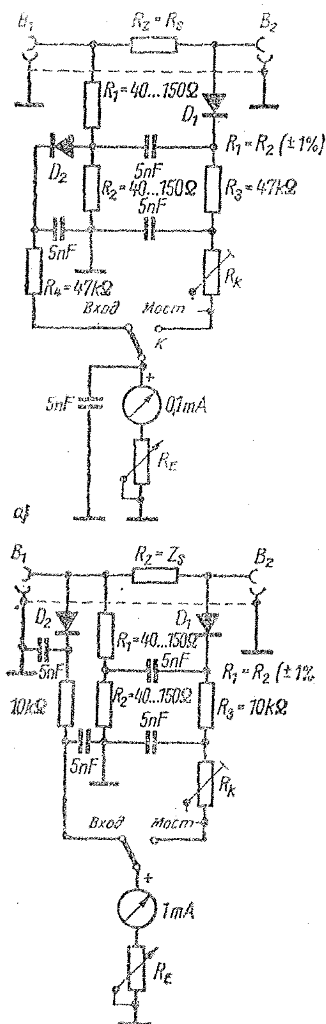
c. При измерване на антени захранващата честота трябва да отговаря на резонансната честота на излъчвателя.

С разумно използуване на този измерителен мост могат да се решат всички проблеми за съгласуване, възникващи при работа в обхвата на късите вълни.

31.5.3. Мостове за измерване на съгласуването, при които се използуват постоянни еталонни резистори

В много случаи за захранване на предавателните си антени радиолюбителят използува само един тип кабели, най-често коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω. В такива случаи потенциометърът може да се замести с едно безиндуктивно еталонно съпротивление със стойност, равна точно на вълновото съпротивление на кабела. По този начин до известна степен се ограничават възможностите за измерване. Трябва обаче да се има предвид, че е много трудно да се намери потенциометър, който и в УКВ обхвата да работи като чисто активно съпротивление. Напротив, в магазините има безиндуктивни постоянни резистори (УКВ-резистори), които позволяват да се достигне по-висока горна гранична честота на обхвата на измерване. На фиг. 31.28 са показани две схеми на измерителни мостове с постоянни резистори R_z. В зависимост от вълновото съпротивление на захранващата линия стойността на този резистор може да бъде 50, 60, 70 или 75 Ω. R_z трябва да бъде безиндуктивно въглеродослойно съпротивление с голям клас на точност и допустима разсейвана мощност около 0,5 W. За останалата част от схемата и за настройката важи казаното по-горе.

Резисторите R_3 и R_4 имат еднаква стойност, те са защитните резистори на индикатора. R_3 и R_4 могат да бъдат толкова по-големи по стойност, колкото по-чувствителен е измерителният уред. Заради големите стойности на защитните резистори индикацията на напрежението е доста линейна и не е необходимо специално еталониране на индикатора заедно с диода. Всички използувани кондензатори са дискови, керамични, с капацитет 5000 pF. Тази стойност може да варира от 1000 до 10000 pF. Настройващият потенциометър R_k е нужен само при първоначалната настройка. Неговата стойност е около 1000 kΩ. R_E е регулатор на чувствителността; неговата стойност зависи от вътрешното съпротивление на измерителния уред. Прекъснатите линии означават, че R_z е поставен в отделна екранирана секция, като се за-



Фиг. 31.28. Мостови схеми с постоянен сталонен резистор

поява с възможно най-къси свързващи проводници към B_1 и B_2.

Отначало мостът се захранва с високочестотно напрежение през B_1 при свободна букса B_2. Превключвателят се оставя в положение „*вход*" и чрез регулатора на чувствителността R_E се постига отклонение на стрелката на индикатора до края на скалата. При превключване на превключвателя в положение „*мост*" стрелката на индикатора отново трябва да се отклони до края на скалата. Тъй като това се случва рядко, трябва да се използува тримерът $R_к$. С негова помощ се постига еднаквост на показанията на уреда при отворена букса B_2. След това отново се превключва на „вход" и буксата B_2 се свързва на късо. Ако е необходимо, чрез R_E пак трябва да се постигне отклонение на стрелката на уреда до края на скалата. При превключване в положение „*мост*" трябва да се получи същата индикация; ако това не стане, значи резисторите R_1 и R_2 не са напълно равни помежду си или пък съществуват паразитни връзки между рамената на моста. Тази настройка би трябвало да се извърши с няколко захранващи честоти, най-малкото с най-високата и най-ниската от предвидените за използуване честоти (напр. 3500 kHz и 28000 kHz). Резултатите от измерванията могат да послужат за анализ на съществуващите грешки. Когато напр. R_1 и R_2 не са напълно равни по стойност, докато конструктивно мостът е в ред, грешката в индикацията ще бъде точно една и съща при всички честоти. Ако напротив, при различни честоти се получат различни грешки в показанията на индикатора, може да се приеме, че елементите на моста са разположени неправилно и се появяват паразитни капацитети или индуктивности.

При изработването на високочестотни измерителни мостове трябва да се спазват следните общи правила:

a. Във високочестотния клон на моста свързващите проводници и изводите на елементите трябва да са възможно най-къси.

b. Резисторите R_z, R_1 и R_2 трябва да се монтират така, че да са отдалечени от заобикалящите ги метални части на разстояние, поне два пъти по-голямо от диаметъра им.

c. Елементите във високочестотния клон на моста трябва да се разполагат така, че взаимното влияние заради паразитната индуктивна или капацитивна връзка да бъде възможно най-малко.

За да се изпробва равновесието на моста отначало, както при всяко измерване с мост, се прави основна настройка: буксата B_2 се оставя свободна, регулира се R_E така, че и при двете положения на превключвателя да се по-

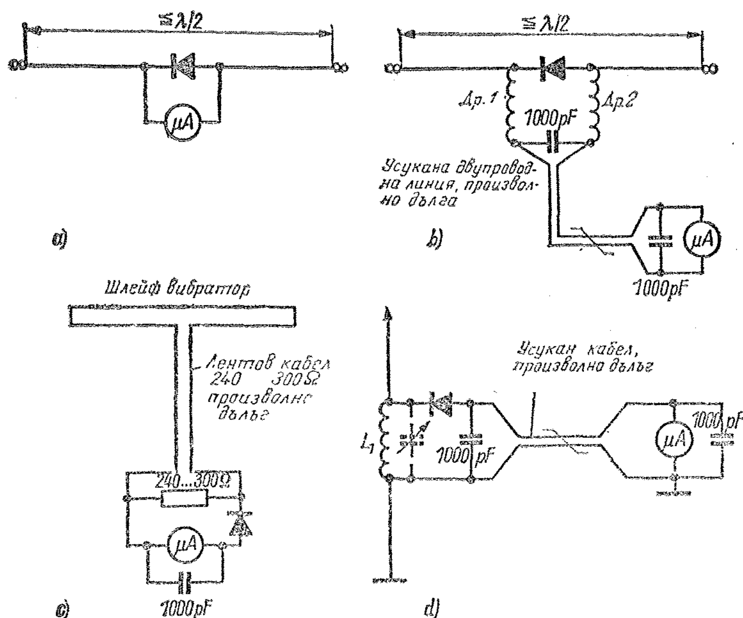
лучи отклонение на стрелката на индикатора до края на скалата. След това към B_2 се свързва товарно съпротивление, чиято стойност съответствува точно на стойността на R_z. В положение на превключвателя *„вход“* стрелката на уреда трябва да се отклони до края на скалата (евентуално да се донастрои чрез R_E). При превключване в положение *„мост“* стрелката на индикатора трябва да се върне на нула. Ако при всички захранващи честоти се получи индикация, различна от нула, R_z и товарното съпротивление не са напълно равни помежду си по стойност. Ако остатъчната индикация зависи от честотата, това означава, че измервателният резистор не е напълно безиндуктивен или пък че съществуват паразитни връзки между рамената на моста.

Когато показанията на индикатора са пропорционални на размаха на високочестотното напрежение и деленията на скалата отговарят на 10 еднакво големи изменения на размаха на напрежението, коефициентът на стоящи вълни се получава по познатия начин от фиг. 31.17 в зависимост от отчетените деления на скалата при положение на превключвателя *„мост“*.

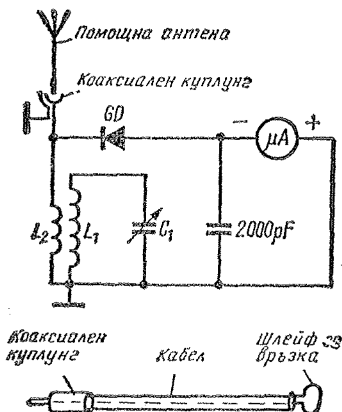
31.6. Индикатори на напрегнатостта на полето

При настройка на антени и при определяне на диаграмата на насочено действие на насочените антени могат да се използуват прости индикатори на напрегнатостта на полето.

На фиг. 31.29 са показани няколко схеми на прости индикатори на напрегнатостта на полето. Най-простият вид е показан на фиг. 31.29*a*: един огънат полувълнов дипол, в чийто център е поставен един полупроводников диод. Паралелно на диода е включен като индикатор един възможно най-чувствителен микроамперметър. Измервателният дипол не трябва непременно да бъде дълъг λ/2; той може да бъде скъсен произволно, при което обаче намалява чувствителността на индика-



Фиг. 31.29. Индикатори на напрегнатостта на полето



Фиг. 31.30. Селективен индикатор на напрегнатостта на полето

цията. Ако насоченият излъчвател е поляризиран хоризонтално, измерителният дипол също трябва да се окачи хоризонтално. Той трябва да се намира на възможно най-голямо разстояние от предавателната антена и на същата височина над земята. Когато антената излъчва по посока на индикатора на напрегнатостта на полето, ще се забележи едно по-голямо или по-малко отклонение на стрелката на измерителния уред. При този уред обаче отчитането на показанията на микроамперметъра трябва да се извършва от втори човек, което е сложно и неудобно.

Както показва фиг. 31.29*b*, микроамперметърът може да бъде отделен от измерителния дипол и да се свърже с него с произволно дълъг усукан двужилен проводник. Така измерителният уред може да се постави на такова разстояние, че направо да се наблюдава резултатът от настройката на антената. В УКВ обхвата дроселите $Др_1$ и $Др_2$ са обикновени четвъртвълнови дросели. Във всички късовълнови обхвати се използуват високочестотни дросели с индуктивност около 1 mH (не е критична).

Конструкцията, показана на фиг. 31.29*c*, работи с шлейфвибратор. Входното съпротивление на шлейфвибратора е съгласувано към вълновото съпротивление на един произволно дълъг лентов кабел. Краят на кабела се натоварва с резистор със стойност от 240 до 300 Ω. Изправянето на високочестотното напрежение става в долния край на лентовия кабел. Тази схема работи добре в обхвата на УКВ. Използуването ѝ в обхвата на късите вълни е неудобно заради сравнително големите размери на шлейфвибратора.

Индикаторът на напрегнатостта на полето, показан на фиг. 31.29*d*, е пригоден специално за използуване в късовълновия обхват. В този случай една къса помощна антена приема високочестотния сигнал. Падът на напрежение върху високочестотния дросел L_1 се изправя от един германиев диод и се подава към измерителния уред през произволно дълга двупроводна линия (полеви кабел, звънчев проводник и пр.). Цялата система може да бъде заземена едностранно. Когато паралелно на L_1 се включи променливият кондензатор C (начертан с прекъснати линии), дроселът се превръща в паралелен трептящ кръг и се постига по-голяма чувствителност на индикацията. Измерваната честота обаче трябва да попада в обхвата на настройка на трептящия кръг. При смяна на честотата трябва всеки път да се донастройва трептящият кръг. Полупроводниковите диоди, използувани във всички схеми, могат да бъдат какви да е високочестотни диоди (напр. *GA100*). Не се поставят никакви особени изисквания към измерителните уреди; единственото е те да имат обхват на измерване $\leq 0{,}5$ mA. Простите индикатори позволяват относителни измервания на напрегнатостта на полето, приблизително определяне на диаграмата на насочено действие на антените, както и оценка на затихването на сигнала в обратна посока.

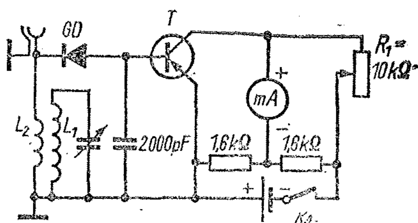
В някои случаи са необходими селективни индикатори на напрегнатостта на полето, т. е. уреди, които измерват напрегнатостта на полето едва тогава, когато са настроени на съответната честота. Те обединяват функцията на един индикатор на напрегнатостта на полето с тази на вълномера. Даже един прост вълномер с поглъщащ кръг (фиг. 31.30) въпреки сравнително малката си чувствителност представлява пълноценен измерителен уред в ръцете на радиолюбителя. L_1 и C_1 образуват един настройваем паралелен

трептящ кръг. Тъй като той трябва да бъде възможно най-селективен, не бива да се шунтира силно нито от помощната антена, нито от полупроводниковия диод. Затова се използува една малка бобина за връзка L_2, която е свързана слабо към кръга L_1—C_1. Помощната антена приема високочестотния сигнал и когато става дума за голяма напрегнатост на полето, индикаторът дава показание без кръгът L_1—C_1 да е настроен в резонанс с честотата на предавателя. При донастройване на кръга индикаторът показва изразен максимум на приетия сигнал. При по-малка напрегнатост на полето индикаторът реагира едва тогава, когато трептящият кръг се настрои в резонанс с честотата на предавателя. Както и при гриддипметъра бобините могат да бъдат сменяеми и така да се покриват отделните обхвати. C_1 е променлив кондензатор с максимален капацитет около 50 pF; неговата скала може да бъде еталонирана направо в честоти. Сменяемите бобини могат да се оразмерят съгл. табл. 31.1 и 31.2. Като измерителен уред могат да се използуват уреди от магнитоелектрическата система с максимален обхват до 1 mA.

Един такъв уред може да има многостранно приложение. Ако напр. вместо помощната антена се постави отрязък от коаксиален кабел, който има в края си бобина за връзка, могат да се „опипат“ отделните стъпала в предавателя и да се локализират източниците на смущения. Селективните индикатори на напрегнатостта на полето могат да свършат добра работа и при неутрализацията на лампите на предавателя. Ако между масата и измерителния уред се включи една слушалка, се получава детекторен приемник, който позволява да се прослушва модулацията на собствения предавател (така наречения монитор).

Индикацията на високочестотното напрежение не е линейна, а приблизително квадратична. Когато се използува високочувствителен измерителен уред и може да се постави достатъчно голям предпазен резистор (около 10 kΩ), индикацията до голяма степен се линеаризира.

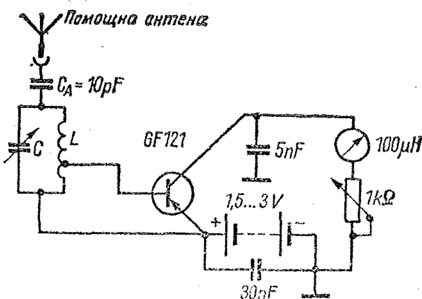
Чувствителността на индикатора на напрегнатостта на полето може да се повиши значително чрез поставянето



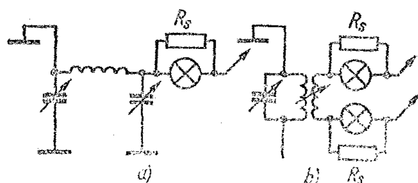
Фиг. 31.31. Селективен индикатор на напрегнатостта на полето с транзисторен постояннотоков усилвател

на един допълнителен едностъпален транзисторен постояннотоков усилвател. На фиг. 31.31 е показана една такава схема. Транзисторът в зависимост от характеристиките си има усилване по ток около 10 пъти. Това дава възможност да се използуват евтини и здрави измерителни инструменти. Към транзистора не се поставят никакви особени изисквания, подходящи са почти всички нискочестотни типове. Напрежението, изправено от полупроводниковия диод, се подава на базата на транзистора. Колекторният ток се компенсира в една мостова схема чрез R_1, така че при липса на сигнал стрелката на индикатора остава на 0. Тази калибровка трябва да се повтаря по-често, защото температурните изменения въздействуват върху остатъчния ток на транзисторите.

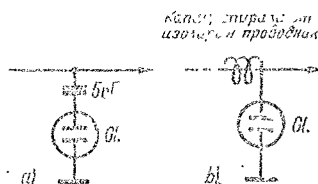
За схемата от фиг. 31.32 е необходим транзистор с по-висока гранична честота. За да може да се измерва и в обхвата 2 m, би трябвало да се използува транзисторът *GF121* или друг високочестотен транзистор с възможно



Фиг. 31.32. Селективен индикатор на напрегнатостта на полето с високочестотен транзистор

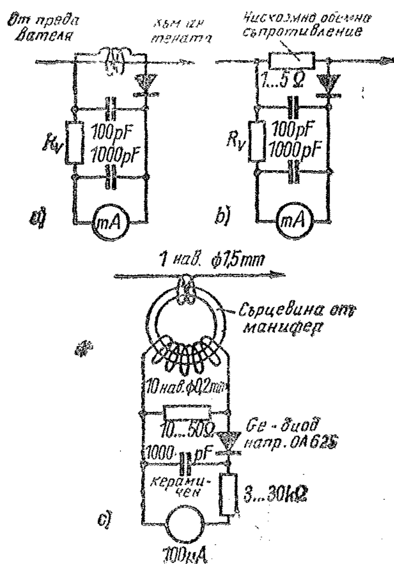


Фиг. 31.33. Индикатор с лампи с нажежаеми жички; *a* — за еднопроводна захранваща линия, *b* — за двупроводна захранваща линия



Фиг. 31.35. Индикатор на високочестотното напрежение с глимлампа

най-малък колекторен ток. Кръгът L—C трябва да се оразмери за предвидената работна честота. Входното съпротивление на транзистора е малко и за да не се шунтира резонансният кръг, транзисторът се включва към един извод, разположен по-близо до „студения" край на кръговата бобина. Дължината на помощната антена зависи от дължината на вълната на измервания сигнал и от съществуващата напрегнатост на електромагнитното поле.



Фиг. 31.34. Индикатор на антенния ток; *a* — отнемане на високочестотния ток чрез навивка за връзка, *b* — измерване на пада на напрежение върху еталонен нискоомен резистор, *c* — високочестотен преобразувател на тока

31.7. Прости измерителни устройства за високочестотни токове и напрежения

В някои случаи, особено при използуване на настроени захранващи линии, е изгодно да може да се измерва антенният ток, а понякога и антенното напрежение. Измерването на абсолютната стойност на антенния ток се извършва с термодвойка в комбинация с един високочувствителен уред от магнитоелектрическата система. По-рядко се използуват и електроизмерителни уреди от топлинната система. Двата типа уреди обаче са скъпи и освен това много чувствителни спрямо претоварване.

Радиолюбителят при своите измервания може да се откаже от познаването на абсолютната стойност на антенния ток. Достатъчно е при настройка да може да се познае, че в даден момент токът е максимален. В най-простия случай между изхода на предавателя и захранващата линия се включват лампички с нажежаема жичка (напр. скални крушки), които показват максималния антенен ток чрез най-ярко светене (фиг. 31.33).

Паралелните резистори R_s „шунтират" лампичките; тези резистори до известна степен ги предпазват от изгаряне и едновременно с това намаляват малко вредната индуктивност на нажежаемата жичка. Схемата от фиг. 31.33*b* освен това показва дали двата проводника на захранващата линия се възбуждат приблизително симетрично (еднакво ярка светлина на двете лампички).

Индикаторите на антенния ток, показани на фиг. 31.34, се различават

помежду си само по начина на свързване към захранващата линия. Могат да се използуват обикновени високочестотни изправителни диоди (напр. *GA100* и всички останали диоди от поредицата *GA*). Чувствителността на индикаторите от този вид, общо взето, е много по-голяма от тази на индикаторите с лампички.

Понякога се оказва полезно да се определи максимумът и минимумът на антенното напрежение. Като индикатор на напрежение може да се използува глимлампа. Тя се включва капацитивно към захранващата линия (фиг. 31.35). При средни мощности на предавателя е достатъчно само да се доближи глимлампата до захранващата линия, за да светне. Много чувствителна индикация се получава при изправяне на високочестотното напрежение с един полупроводников диод и измерване на правото напрежение с уред от магнитоелектрическата система (фиг. 31.36). Големината на защитния резистор R_V зависи от вътрешното съпротивление на уреда и от желаната чувствителност. Във всички такива измерителни устройства се използуват само керамични кондензатори. Трябва да се спомене още за един недостатък, който се дължи на използуването на диоди в антенния кръг: заради нелинейната волтамперна характеристика на диодите при изправяне на високочестотното напрежение възникват висши хармонични на работната честота. Те могат да се прехвърлят към антената и да се излъчат от нея. Така че диодите могат да бъдат причина за възникване на нежелателни радио- и телевизионни смущения.

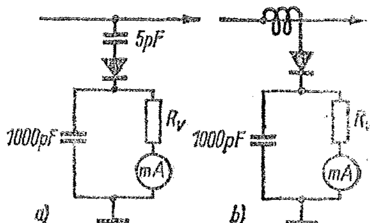
31.8. Абсорбери (изкуствени антени)

Абсорберите са едни от най-важните помощни устройства в една радиолюбителска станция. В най-простата си форма те представляват едно чисто активно товарно съпротивление, чиято стойност е подбрана така, че да се получи съгласуване. Следователно една захранваща линия с вълново съпротивление 60 Ω трябва да се натовари с чисто активно съпротивление от 60 Ω; в този случай се получава съгласуване, не възникват стоящи вълни и цялата енергия се превръща в топлина от товарното съпротивление, без да има каквото и да било излъчване. Ако едно такова товарно съпротивление се включи в края на захранващата линия вместо антената, то се нарича, макар и не съвсем правилно, *изкуствена антена*.

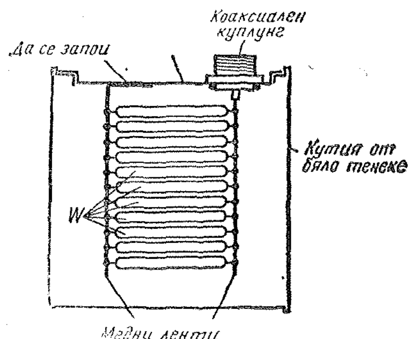
Абсорберите могат да се използуват по много начини. Те са нужни не само при настройката на предавателя, но и при измерването на мощността и при еталонирането на антенни измерителни уреди. Товароспособността на абсорбера трябва да отговаря на приложението му — ако ще служи като изкуствена антена, той трябва да погълне цялата високочестотна мощност на предавателя. За съжаление безиндуктивни и едновременно с това мощни специални резистори се намират трудно и освен това са скъпи. Затова радиолюбителите могат да използуват само собственоръчно изработени комбинации от обикновени въглеродослойни резистори, които могат да изпълнят изискванията, поставени в радиолюбителската практика.

Жичните резистори са напълно непригодни, защото имат голяма собствена индуктивност. Въглеродослойни резистори с изрязана спирала могат да се използуват в някои случаи при работа в късовълновия обхват, преди всичко при паралелно свързване на няколко еднакви резистора. По-подходящи са гладките въглеродослойни резистори. Най-добри са обемните композиционни резистори, преди всичко боровъглеродните резистори.

Вредната паразитна индуктивност на един резистор се намалява толкова повече, колкото по-голям е броят на включените паралелно резистори; едно-



Фиг. 31.36. Чувствителен индикатор на високочестотното напрежение



Фиг. 31.37. Изкуствена антена в екранираща кутия

временно с това се сумира номиналната им мощност. При паралелното свързване на резистори обаче се сумират паразитните капацитети на отделните резистори. В случай на нужда обаче вредният капацитет може да се компенсира със съответна по стойност индуктивност.

Най-примитивната, но често срещана любителска изкуствена антена се състои от лампички с нажежаема жичка, които се включват с възможно найкъси проводници към крайното стъпало на предавателя. В този случай изобщо не може да става дума за активен товар независимо от това, че съпротивлението на лампите с метална жичка е силно температурно зависимо. Отношението на съпротивлението в студено състояние към съпротивлението в нажежено състояние възлиза на 1 : 10 до 1 : 14. По-добри са лампите с въгленова нишка, чието съпротивление се изменя само в отношение около 1 : 2.

Радиолюбителите често имат възможност да закупят залежали въглеродослойни резистори от един и същи тип по занижени цени. Резисторите със стойност до 3 kΩ и номинална мощност, по-голяма от 0,5 W, са подходящи за изработване на изкуствена антена.

Тъй като абсорберът се използува винаги свързан към коаксиален кабел, общото съпротивление на комбинацията от резистори обикновено е 60 Ω, по-рядко 50, 70 или 75 Ω. Когато напр. са на разположение голям брой резистори със съпротивление по 1,5 kΩ, с номинална мощност 1 W, трябва да се свържат паралелно 25 отделни резистора, за да се получи общо съпротивление 60 Ω. Общата номинална мощност ще бъде 25 W. Когато резисторите са с по-малка стойност (напр. 150 Ω/2W), тогава се прави комбинация от последователно и паралелно свързани резистори. Трябва напр. да се включат два такива резистора последователно (общо 300 Ω) и 5 такива двойки след това да се свържат паралелно. Така се получава общо съпротивление 60 Ω (300 : 5=60) при номинална мощност 10 . 2=20 W.

Саморъчно изработените изкуствени антени се поставят в екранираща кутия от бяло тенеке (удобни са кутии от боя). Както е показано на фиг. 31.37, цялата комбинация от резистори заедно с куплунга за включване на коаксиалния кабел се монтира върху капачката на кутията. Външният проводник на коаксиалния куплунг се запоява с металната капачка, вътрешният проводник се удължава с една медна лента. На равни разстояния върху лентата се пробиват отвори. През тези отвори се прекарват изводите на резисторите и се запояват към медната лента. Срещуположната медна лента трябва да е достатъчно стабилна, защото тя е всъщност механичната опора на цялата конструкция. Тази лента се огъва откъм капачката на кутията и се запоява надеждно и трайно; тя служи за маса на схемата. Върху тази лента също има отвори за прокарване на изводите на резисторите. Резисторите са подредени и един зад друг, но това не личи от чертежа.

Такава конструкция има предимството, че номиналната мощност на изкуствената антена може да се повиши почти три пъти, ако кутията се напълни с трансформаторно масло (в краен случай може да се използува и моторно масло). Маслената баня отвежда по-бързо топлината и затова резисторите могат да разсеят по-голяма мощност.

Конструкцията, показана на фиг.31.38, е малко по-добра от електрическа гледна точка, защото се доближава повече до коаксиалната техника. В този случай също се използува тенекиена кутия, но коаксиалният куплунг се закрепва в центъра на капачката. Вътрешният проводник на коаксиалния куплунг се удължава в зависимост от дължината

на използуваните резистори и се свързва към един метален диск (фиг. 31.38*b*). Върху диска се правят отвори за закрепване на резисторите. Тъй като външният проводник на коаксиалния куплунг е запоен към металната капачка, горните краища на резисторите могат да се запоят направо към капачката на кутията. Може, както е начертано, да се изработи втори метален диск, към който се запояват горните краища на резисторите. Самият диск е свързан надеждно галванически с външния проводник на коаксиалния кабел. Този абсорбер също може да се напълни с трансформаторно масло, за да се увеличи номиналната му мощност.

Когато предавателят е натоварен с активна изкуствена антена, високочестотната му изходна мощност може да се определи лесно с едно измерване на напрежение. Високочестотното напрежение U на вътрешния проводник се измерва с помощта на ВЧ-главата на един волтметър. Тъй като товарното съпротивление R (изкуствената антена) е известно, мощността се получава от

$$P=\frac{U_{eff}^2}{R}, \tag{31.5}$$

където U_{eff} е ефективната стойност на напрежението. Ако се измерва максималната стойност на напрежението, полученият резултат трябва да се умножи с 0,707, за да се получи ефективната стойност. В такъв случай е по-удобно използуването на уравнението

$$P=\frac{U_{max}^2}{2R}, \tag{31.6}$$

в което направо се замества максималната (върхова) стойност на напрежението. Измерва се общата мощност, включително тази на висшите хармонични и паразитните сигнали. Мощността на висшите хармонични може да се определи, ако се използува селективен лампов волтметър.

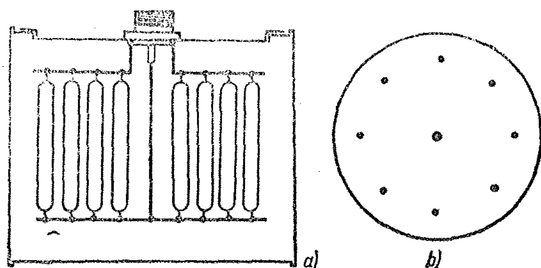
31.9. Затихвателни звена (еталонирани линии)

Затихвателните звена са нужни главно при снемане на диаграмата на насочено действие на излъчвателите, при определяне на усилването на антените и при технически издържаното сравняване на напрегнатостта на електромагнитните полета.

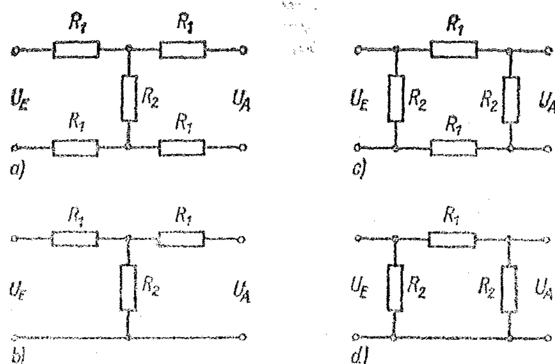
Затихвателните звена са пасивни четириполюсници, които се включват между измервания обект (напр. антената) и индикатора (напр. приемника). Стойностите на затихването са означени в dB, затихването се променя стъпално или плавно. В последния случай се говори за еталонирани линии.

В зависимост от предназначението на затихващите звена те се разделят на симетрични и несиметрични. Затихващите звена не бива да влияят на вълновото съпротивление на захранващата линия и на съгласуването. Обикновените затихващи звена могат да се използуват за отслабване на сигнала до 20 dB (10 : 1), тъй като потискането на прослушването става толкова по-малко, колкото по-голямо е затихването на звеното. Когато са необходими по-големи стойности на затихването, трябва да се включат последователно няколко подходящо оразмерени затихватели. В такъв случай стойностите на затихването (в dB) се сумират.

В зависимост от начина на свързване на отделните елементи на затих-



Фиг. 31.38
Изкуствена антена с приблизително коаксиална конструкция: *a* — разрез; *b* — долен метален диск



Фиг. 31.39
Затихващи звена; *a* — симетрична Т-образна схема, *b* — несиметрична Т-образна схема, *c* — симетрична П-образна схема, *d* — несиметрична П-образна схема

вателя се различават Т-образни и П-образни звена (фиг. 31.39*c* и фиг. 31.39*d*). По принцип на действие и разход на материали те са идентични, но общо взето, се предпочита П-образното звено. Стойностите на отделните резистори се пресмятат по закона на Кирхов. Стойностите на R_1 и R_2 за едно симетрично Т-образно звено (фиг. 31.39*a*) се получават от формулите

$$R_1=\frac{Z(a-1)}{2(a+1)} \qquad (31.7)$$

и

$$R_2=\frac{2Za}{a^2-1}, \qquad (31.8)$$

където Z е входното и изходно съпротивление на затихвателното звено в Ω, a е отношението на входното към изходното напрежение (коефициент на затихване).

При изчислението на едно симетрично П-образно звено (фиг. 31.39*c*) са в сила формулите

$$R_1=\frac{Z(a^2-1)}{4a} \qquad (31.9)$$

и

$$R_2=\frac{Z(a+1)}{a-1}. \qquad (31.10)$$

Симетричната Т-образна схема (фиг. 31.39*b*) се оразмерява по формулата

$$R_1=\frac{Z(a-1)}{a+1}, \qquad (31.11)$$

докато R_2 трябва да се определи по (31.8).

При несиметричната П-образна схема (фиг. 31.39*d*) важи

$$R_1=\frac{Z(a^2-1)}{2a}. \qquad (31.12)$$

R_2 се получава от (31.10).

При изработването на затихвателни звена трябва да се спазват следните практически правила:

— използуват се резистори с номинална мощност 1/4, 1/8 и 1/10 W. Жичните резистори са неизползуваеми. Въглеродослойните резистори, при които изводите нямат формата на капачка, са с много малък собствен капацитет; най-подходящи са УКВ-слоестите резистори;

— не се използуват свързващи проводници. По възможност да се използуват само изводите на резисторите. Всеки сантиметър свързващ проводник внася вредна индуктивност в схемата. Затова и проводниците към затихвателното звено трябва да бъдат възможно най-къси;

— в схемата да се избягват паразитните капацитети, т. е. резисторите не трябва да си влияят или взаимното им влияние трябва да бъде съвсем незначително. Затова резисторите трябва да се подреждат по възможност перпендикулярно един към друг.

При еталониране и сравняване на антенни системи с коаксиални захранващи кабели има смисъл да се използуват само несиметрични затихвателни звена, защото екранировката на вътрешния проводник на коаксиалния ка-

Таблица 31.4. Стойности на R_1 и R_2 при несиметрично П-образно затихващо звено (фиг. 31.39 d) за вълново съпротивление от 60 Ω

Отношение в dB	U_E/U_A a	R_1 в Ω	R_2 в Ω
1	1,122	6,9	1043
2	1,259	13,9	523
3	1,413	22	350
4	1,585	28,6	265
5	1,778	36,5	214
6	1,995	44,8	181
7	2,24	50	155
8	2,51	63,4	140
9	2,82	70	120
10	3,16	85	115
11	3,55	98	107
12	3,98	111,8	100,3
13	4,47	127,4	96,6
14	5,01	144	90
15	5,62	163,3	86
16	6,31	184,6	82,6
17	7,08	205,7	80
18	7,95	236	77
19	8,91	267	75
20	10,00	297	73,3

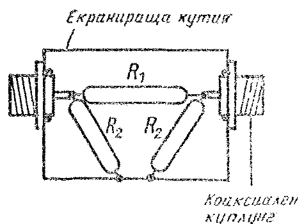
бел обуславя едно сравнително голямо потискане на прослушването. Самото затихвателно звено също трябва да бъде екранирано.

Тъй като при оразмеряването на резисторите рядко се получават стандартни стойности, необходимите резистори трябва да се подберат от голямо количество еднакви по стойност резистори, като се използува измерителен мост за съпротивления. *DM2AKD* препоръчва следния метод за получаване на нестандартни стойности на резисторите:

Един въглеродослоен резистор с цилиндрична повърхност, чието съпротивление е малко по-малко от необходимото, се обработва, като съпротивителният слой се стърже в аксиална посока с ръба на един точилен камък. Повишението на стойността на съпротивлението на резистора се наблюдава непрекъснато на съпротивителен измерителен мост. Когато съпротивлението се доближи до желаната стойност, настройката продължава с фина твърда четка. След завършване на обработката мястото на изстъргване се покрива със защитно лаково покритие. Резисторите, чиято повърхност е набраздена във форма на спирала, не бива да се изстъргват аксиално; препоръчва се чрез изстъргване да се увеличи дължината на спиралата.

На фиг. 31.40 е показана примерната конструкция на едно екранирано несиметрично П-образно затихвателно звено. Препоръчва се изработването на повече затихвателни звена с различно затихване; при нужда те могат да се включат последователно. Така се получава произволно голямо затихване и особено добро потискане на прослушването.

Много практични са превключваемите затихватели. Едно такова звено е показано на фиг. 31.41, а съответната електрическа схема — на фиг. 31.42. Един галетен керамичен превключвател с две галети и 8 до 12 позиции се обработва, като двете галети се екранират една от друга чрез кръгла екранираща пластина. Поставят се още екраниращи пластини, така че всяка от галетите да бъде разположена в екранирана камера. Екраниращата пластина между двете галети се пробива в близост до контактните пера, за да преминат резисторите R_1. Двата резистора R_2 се свързват към маса по най-късия път. Входният и изходният коаксиален кабел са свързани към разпределителните контакти на първата, съотв. втората галета. Външните проводници на коаксиалните кабели се запояват върху възможно най-голяма площ в близост до контактните пера. В табл. 31.4 са дадени стойностите на съпротивленията на резисторите R_1 и R_2,

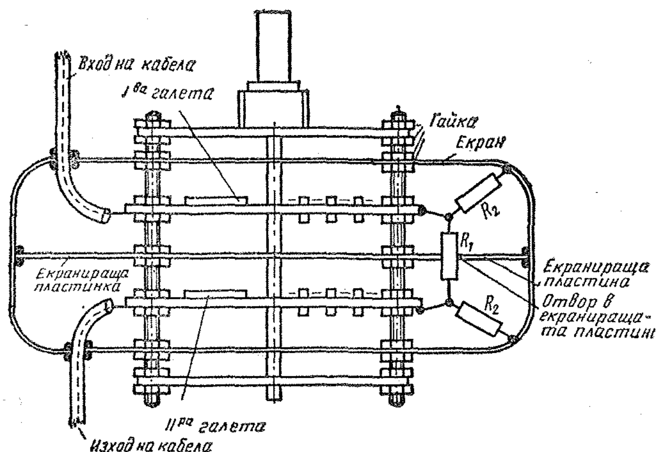


Фиг. 31.40. Конструкция на несиметрично П-образно затихващо звено

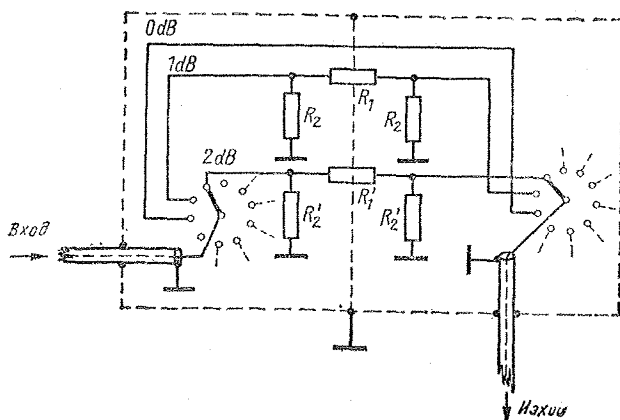
пресметнати по (31.10) и (31.12) за вълново съпротивление 60 Ω и при затихване на сигнала от 1 до 20 dB. Тези данни се отнасят само за несиметрични П-образни звена (фиг. 31.39*d*) и са валидни както за постоянни, така и за превключваеми затихватели.

Много удобни за работа са регулируемите затихвателни звена, които позволяват плавно регулиране на затихването. Регулируемите затихватели трябва да се еталонират при предвидената за използуване работна честота, защото те не са честотно независими.

Затихването, внасяно от постоянни или регулируеми затихвателни звена, може да се контролира с една проста опитна постановка; тя е показана на фиг. 31.43. Входното напрежение U_E (напр. 6,0 V), взето от източник на постоянно напрежение, се контролира с



Фиг. 31.41. Конструкция на превключваем затихвател



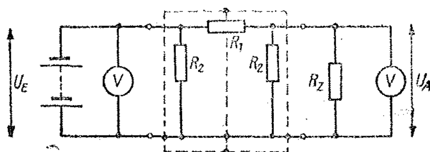
Фиг. 31.42. Схема на превключваемия затихвател, показан на фиг. 31.41 (показани са само положенията 0 dB, 1 dB и 2 dB)

Таблица 31.5. Стойности на изходното напрежение U_A при входно напрежение $U_E=6$ V в зависимост от затихването в dB (опитна постановка за провеждане на измерванията съгл. фиг. 31.43

Затихване в dB	Входно напрежение U_E във V	Изходно напрежение U_A във V	Коефициент m
0	6,0	6,0	1
1	6,0	5,35	0,891
2	6,0	4,77	0,795
3	6,0	4,25	0,708
4	6,0	3,79	0,631
5	6,0	3,37	0,562
6	6,0	3,01	0,501
7	6,0	2,68	0,447
8	6,0	2,39	0,398
9	6,0	2,13	0,355
10	6,0	1,90	0,316
11	6,0	1,69	0,282
12	6,0	1,51	0,251
13	6,0	1,34	0,224
14	6.0	1,20	0,200
15	6,0	1,07	0,178
16	6,0	0,95	0,158
17	6,0	0,85	0,141
18	6,0	0,76	0,126
19	6,0	0,67	0,112
20	6,0	0,60	0,100

волтметър. Изходът на затихвателното звено е натоварен с резистора R_z, чиято стойност трябва да съответствува точно на вълновото съпротивление на затихвателя (напр. $R_z=60\ \Omega$). Паралелно на R_z е включен втори волтметър, който измерва напрежението U_A на изхода на затихвателя. Отношението на U_E към U_A дава възможност да се определи затихването в dB.

В табл. 31.5 са дадени стойностите на изходното напрежение U_A в зависимост от затихването в dB при постоянно входно напрежение 6,0 V. Ако се използува друго входно напрежение, тогава трябва да се има предвид коефициентът m ,който съответствува на посочените стойности на затихването в dB. Стойността на изходното напрежение, отговаряща на определено затихване в dB, се получава, като входното напрежение се умножи с m. Схемата за измерване на затихването и табл. 31.5 са в сила за всички затихвателни звена, показани на фиг. 31.39.



Фиг. 31.43. Опитна постановка за контролиране на затихвател

32. Антенни измервания в любителската практика

Професионалните измервания в антенната техника се провеждат с голяма точност и при съответните разходи за висококачествени измерителни уреди. Радиолюбителят също не би трябвало да се отказва от изпитването на своята антена с наличните сравнително прости измерителни средства; тази малка по обем допълнителна работа почти винаги се изплаща. Естествено саморъчно изработените прости измерителни уреди имат ограничена точност и област на приложение. В любителската техника обаче рядко се стига до определяне на абсолютните стойности на отделните параметри. По-често е достатъчно само да се получат относителни стойности, които показват доколко антената е настроена или в каква посока трябва да се извърши настройката.

Почти всички модерни съгласувани антени се захранват с коаксиални кабели и измерителите на степента на съгласуване, описани в раздел 31, са конструирани с оглед на това обстоятелство. Ако се използуват и симетрични захранващи линии, симетрирането и преобразуването на импеданса може да се постигне много лесно чрез полувълнов симетриращ шлейф или чрез един трансформатор на Гуанела (вж. раздел 7.5.÷7.7.). Така измерителните устройства стават универсални.

Антените, които се възбуждат чрез настроени захранващи линии, се настройват принудително в резонанс при правилно приложение на настройващите елементи, разположени откъм предавателя (елементи за връзка с антената, Колинс-филтър). Затова не е необходимо да се прави някакво специално измерване (вж. раздел 8.2.).

За да се създадат оптимални условия за работа на една съгласувана антенна система, е безусловно необходим рефлектометър. Ако той покаже, че по захранващата линия липсват стоящи вълни, не са нужни никакви други измервания; съгласуването означава, че антената е настроена в резонанс и входното ѝ съпротивление е равно на вълновото съпротивление на захранващата линия. Следователно условията за работа на антената са оптимални. Всички измерители и индикатори на коефициента на стоящи вълни, описани в раздел 31, общо взето, са допълнителни устройства, които или позволяват да се постигне минимален коефициент на стоящи вълни, или пък с тяхна помощ могат да се определят други параметри на антената (широчина на пропусканата честотна лента, характеристика на насочено действие и пр.).

32.1. Измерване на стоящи вълни с помощта на рефлектометър

Схемите на рефлектометри, дадени в раздел 31.2.2. имат предимството, че измерват приемливо точно коефициента на стоящи вълни и при високи честоти (напр. в обхвата 2 m). Тези рефлектометри могат да останат включени в захранващата линия и по време на работа на предавателя. Грешките, които могат да се получат при използуването на рефлектометри, са разгледани подробно в раздел 31.2.1.

Първоначалната настройка на антената с рефлектометър е донякъде по-сложна, отколкото напр. с антеноскоп, защото рефлектометърът показва само степента на разсъгласуване. Отначало обаче липсва информация за това, дали разсъгласуването е предизвикано от несъвпадане на входното съпротивление на антената с вълновото съпротивление на захранващата линия или пък антената не е настроена в резонанс (индуктивно или капацитивно реактивно съпротивление в точката на захранване).

В такъв случай работната честота се измества към по-високите или по-ниските честоти и при това се наблюдава показанието на рефлектометъра. Ако при изменяне на работната честота в една от споменатите посоки показанието на индикатора намалява, това означава, че антената е разстроена и в точките на захранване съществуват реактивни компоненти на входния импеданс. При твърде къс антенен проводник коефициентът на стоящи вълни се намалява, ако се увеличи работната честота на предавателя. Ако обаче при промяна на работната честота на предавателя не се установи намаляване на коефициента на стоящи вълни, трябва да се приеме, че входното съпротивление на антената е реално, но не съответствува на вълновото съпротивление на захранващата линия. Индикацията на рефлектометъра позволява да се установи само степента на разсъгласуване, но не и кое от двете съпротивления е по-голямо. Така напр., ако в една захранваща линия с вълново съпротивление 60 Ω се измери коефициент на стоящи вълни $s=2$, входното съпротивление на антената може да бъде както 30 Ω (1 : 2), така и 120 Ω (2 : 1).

При настройка на антени с рефлектометър трябва да се има предвид, че първо е необходимо да бъдат отстранени реактивните компоненти на импеданса в точките на захранване и едва след това може да се започне съгласуването. Понякога е необходимо цялата настройка да се повтори още веднъж, защото промените в съгласуващите елементи могат да причинят разстройка на антената.

32.2. Високочестотни мостови схеми, използувани при измерване на параметрите на антените

Мостовите схеми (раздел 31.5.1. и 31.5.2.) имат много по-големи възможности за приложение от рефлектометъра. В СВЧ обхвата обаче направата и еталонирането им стават проблематични.

Високочестотните измерителни мостове трябва да се използуват заедно с един захранващ генератор с променлива честота; високочестотната мощност трябва да бъде около 0,2 W. Работният предавател също може да служи като генератор за захранване на моста, стига изходната му мощност да се намали до около 2 W. В някои случаи излишната мощност трябва да се погълне от товарни резистори или лампи с нажежаема жичка (вж. раздел 31.8.). Общо взето, радиолюбителите използуват за захранващ генератор почти винаги гриддипметър (вж. раздел 31.1.). Транзисторните гриддипметри не са подходящи, защото отдават твърде малка мощност. Често споменаваната честотна нестабилност на гриддипметрите и недостатъчната точност на отчитане на показанията им обикновено нямат значение при първоначалните груби измервания. При малко повече търпение могат да се извършват и фини измервания, като честотата на гриддипметъра се следи и отчита с еталонирания любителски приемник.

32.2.1. Определяне на резонансната дължина и коефициента на скъсяване на произволни високочестотни кабели

Точната геометрична дължина на една полувълнова линия в зависимост от коефициента на скъсяване може да се определи с помощта на измерителен високочестотен мост по следния начин:

Един достатъчно дълъг отрязък от изследвания кабел се окачва свободно висящ и се свързва на късо в единия си край. Отвореният край на кабела се свързва към буксата B_2 на антеноскопа (вж. фиг. 32.1). Входната букса на антеноскопа B_1 се натоварва с една бобина (с около 3 нав.), която се свързва индуктивно с бобината на гриддипметъра. Потенциометърът на антеноскопа е поставен в положение 0 (късо съединение). Чрез изменяне на степента на връзка с гриддипметъра стрелката на индикатора се отклонява приблизително до края на скалата. След това честотата на гриддипметъра се променя плавно от по-ниските към по-високите честоти, докато се получи първата нулева индикация. При тази честота отрязъкът от кабела има електрическа дължина точно $\lambda/2$.

Коефициентът на скъсяване на кабела вече може да се получи чрез просто пре-

сметане. Така може да се изчисли механичната дължина на кабела за всяка друга честота.

Пример

Отрязък от кабел с дължина 3,30 m показва първата нулева индикация при честота на гриддипметъра 30 MHz. 30 MHz съответствуват на дължина на вълната 10 m; следователно $\lambda/2 = 5{,}00$ m. Коефициентът на скъсяване се получава по формулата

$$V = \frac{\text{механична дължина}}{\text{електрическа дължина}} = \frac{3{,}30}{5{,}00} = 0{,}66.$$

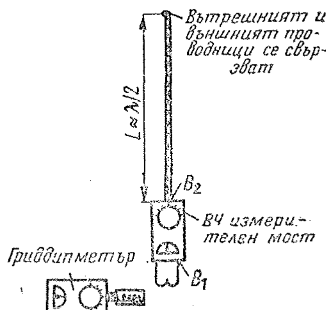
Тъй като равновесие на моста може да се получи не само при дължина на кабела $\lambda/2$, но и при дължина, кратна на $\lambda/2$, за проверка се определя и втората нулева индикация. Тя би трябвало да се получи при честота 60 MHz и кабелът би имал за тази честота електрическа дължина точно 1 λ.

За да се измери действително равновесие на моста при най-ниската честота, може предварително да се пресметне приблизително честотният обхват, при който би трябвало да се получи полувълнов резонанс. При тези предварителни пресмятания е достатъчно да се знае, че коаксиалните кабели имат обикновено коефициент на скъсяване около 0,66, лентовите кабели — около 0,82 и двупроводните линии с въздушна изолация — приблизително 0,95.

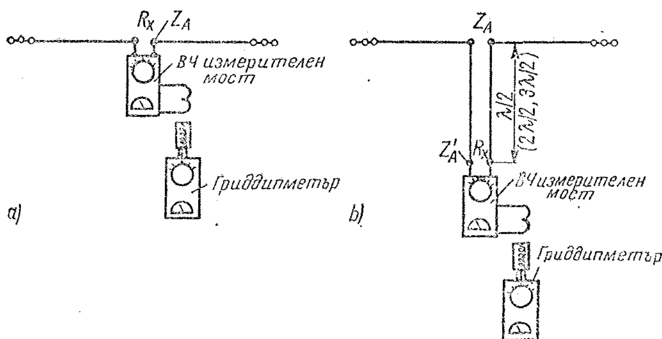
Правилното оразмеряване на полувълновата линия се контролира с антеноскоп. Мостът се захранва с честота, за която е пресметнатата дължината на полувълновата линия. Свободният край на линията се натоварва с произволен безиндуктивен резистор с точно известно съпротивление. Все пак стойността на съпротивлението трябва да отговаря на обхвата на измерване на моста. При равновесие на моста стойността, отчетена върху скалата на потенциометъра, трябва да е равна на съпротивлението на товарния резистор в края на линията.

В много случаи е необходима точно настроена четвъртвълнова линия. Нейната механична дължина също може да бъде определена чрез използуване на високочестотен измерителен мост. Опитната постановка е същата като показаната на фиг. 32.1. Сега обаче свободният край на измерваната линия не се свързва на късо, а остава отворен. Потенциометърът се поставя на нула и започвайки от най-ниската честота, се търси първата нулева индикация на индикатора. За тази честота дължината на линията е точно $\lambda/4$. При отворена измервана линия равновесие на моста се установява и при дължина на линията, която е нечетно цяло число пъти по-голяма от $\lambda/4$ ($3/4\,\lambda$, $5/4\,\lambda$, $7/4\,\lambda$ и т. н.).

С помощта на антеноскоп може да бъде определено и вълновото съпротивление на една четвъртвълнова линия. За тази цел краят на линията се натоварва с един безиндуктивен резистор с точно известно съпротивление (напр. 100 Ω). След това с потенциометъра се търси такава стойност, при която се получава равновесие на моста. Отчетената стойност на съпротивлението по скалата на потенциометъра съответствува точно на входното съпротивление на четвъртвълновата линия Z_E, изходното съпротивление на линията Z_A е равно на съпротивлението на товарния резистор. Съгласно (5.31.) вълновото съпротивление на четвъртвълновата линия Z е равно на $\sqrt{Z_E \cdot Z_A}$.



Фиг. 32.1. Опитна постановка за определяне на коефициента на скъсяване на високочестотни линии



Фиг. 32.2
Опитна постановка за определяне на входния импеданс на антената Z_A
a — непосредствено измерване, *b* — измерване с използуване на полувълнова удължителна двупроводна линия

Пример

Една четвъртвълнова линия е натоварена с резистор Z_A със стойност 100 Ω. По скалата на потенциометъра може да се отчете стойност на съпротивление, трансформирано към входа на линията, от 36 Ω.

Ако тези стойности се заместят в (5.31), се получава

$$Z=\sqrt{36.100}=\sqrt{3600}=60\ \Omega.$$

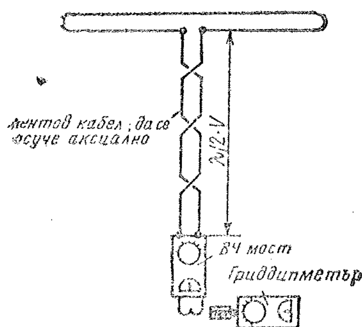
Следователно вълновото съпротивление Z на четвъртвълновата линия е 60 Ω. Тъй като вълновото съпротивление на високочестотните кабели е честотнонезависимо, измерената стойност важи общо за кабелите от използувания тип.

По този начин може да се еталонира напр. променливият четвъртвълнов трансформатор (фиг. 6.9) или да се проверят полувълновият симетриращ шлейф и останалите трансформиращи звена.

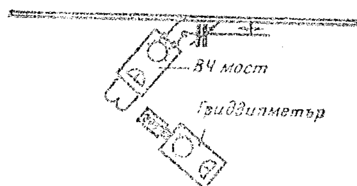
32.2.2. Определяне на входното съпротивление на антената

Както е показано на фиг. 32.2*a*, изводите R_x на един антеноскоп или друг измерителен мост се свързват направо към точките на захранване на антената Z_A. Ако резонансната честота на антената е равна на честотата, с която се захранва мостът (честотата на гриддипметъра), ще може да се установи ясно изразена нулева индикация. Стойността на съпротивлението, отчетена върху скалата на потенциометъра при равновесие на моста, съответствува на входното съпротивление на антената. Когато не може да се получи изразена нулева индикация, найчесто това е признак, че входният импеданс на антената има реактивни компоненти; антената не е в резонанс със захранващата честота. Честотата на гриддипметъра се променя дотогава, докато се получи нулева индикация. Тази честота вече е действителната резонансна честота на антената. Ако тя е извън избрания любителски обхват, трябва да се коригира чрез изменяне на дължината на излъчвателя, като процесът на настройката се наблюдава по индикатора на високочестотния измерителен мост; мостът се захранва с избраната работна честота.

Често не е удобно или даже е невъзможно измерванията да се извършват направо в точките на захранване на антената. В такива случаи се използува фактът, че една двупроводна линия с електрическа дължина λ/2 (или цяло число пъти по-голяма от нея) трансформира съпротивлението от входа на линията към изхода в отношение 1 : 1. Вълновото съпротивление на линията е без особено значение (линията е настроена). Така че между излъчвателя и измерителния мост може да се включи двупроводна линия с дължина λ/2 (2 λ/2, 3 λ/2, 4 λ/2 и т. н.) с произволно вълново съпротивление. Това е показано на фиг. 32.2*b*. В долния край на линията резултатът от измерването ще бъде същият, както и в точките на захранване на антената. Точната механична дължина на полувълновата удължаваща линия се измерва предварително, както беше обяснено в раздел 32.2.1. — с антеноскоп.



Фиг. 32.3. Усъвършенствувана опитна постановка, използувана при симетрични антени



Фиг. 32.4. Опитна постановка за излъчвател с гама съгласуване

Измерването чрез удължаваща линия трябва да се препоръча и за случаите, в които точките на захранване на антената са лесно достъпни, както и при високи честоти. Ако се работи в непосредствена близост до антената, нейната резонансна честота може да се промени под влияние на близоразположените измерителни уреди и хора.

Захранващият генератор трябва да се свърже индуктивно с моста. Ако се установи, че отчетеният импеданс се променя при изменяне на коефициента на връзка, това означава, че съществува и твърде голяма паразитна капацитивна връзка. В такъв случай трябва да се промени разположението на бобината на гриддипметъра спрямо бобината за връзка. Може да се наложи включването на един междинен трансформатор с електростатична екранировка между бобините за връзка. Връзката между захранващия генератор и моста трябва да се подбере така, че при отворени букси R_x да се получи крайно отклонение на стрелката на индикатора. Това подсказва, че връзката трябва да бъде толкова по-слаба, колкото по-чувствителен е измерителният уред. Слабата връзка освен това причинява и най-малкото отклонение на честотата на генератора на гриддипметъра.

Тъй като описаните високочестотни измерителни мостове по конструкция представляват несиметрични устройства, най-добри резултати от измерването се получават, когато и измерваните съпротивления са несиметрични спрямо земя. Затова входното съпротивление на симетрични антени може да се измерва след междинното включване на полувълнов симетриращ шлейф (фиг. 7.6). Тъй като този преобразувател на симетрията едновременно трансформира съпротивленията в отношение 4 : 1, стойността, отчетена по скалата на потенциометъра на антеноскопа, трябва да се умножи на 4, за да се получи действителното входно съпротивление на антената (без симетриращия шлейф). Когато не е нужно да се прави преобразуване на симетрията, измерването се провежда, както е показано на фиг. 32.3. Включва се един удължаващ отрязък от лентов кабел с дължина λ/2. Кабелът се усуква многократно, като с това до известна степен се компенсира съществуващото разсиметриране.

Ако в точките на захранване на антената са свързани съгласуващи или трансформиращи звена (T-образни елементи, гама- или омега-съгласуващи звена), антеноскопът измерва входното съпротивление на антената, повлияно от действието на тези елементи. На фиг. 32.4 е показана опитната постановка за измерване на входното съпротивление на един активен елемент с гама-съгласуване. По този много прост начин може да се извърши настройката на съгласуващия елемент, като успехът от работата се следи с антеноскопа. Това, разбира се, важи и при настройката на всички останали съгласуващи звена.

Когато трябва да се измерват големи входни съпротивления, напр. входното съпротивление на един целовълнов дипол, обхватът на измерване на антеноскопа обикновено не е достатъчен. Въпреки това измерването може да се извърши, като към точките на захранване на антената се включи четвъртвълнова линия с точно известно вълново съпротивление. Антенокопът се свързва към свободния край на чет-

въртвълновия отрязък. При измерването се получава стойността на входното съпротивление на четвъртвълновата линия Z_E. Тъй като вълновото съпротивление на тази линия Z също така е известно, входното съпротивление на антената може да се пресметне по (5.31). След разместване на членовете на равенството се получава

$$Z_A = \frac{Z^2}{Z_E}. \tag{32.1}$$

Пример

Вълновото съпротивление на четвъртвълновата линия, измерено предварително с антеноскопа, е $Z=240\ \Omega$. Стойността на Z_E, измерена в долния край на линията, е $30\ \Omega$. След заместване в (32.1) се получава входно съпротивление на излъчвателя, равно на

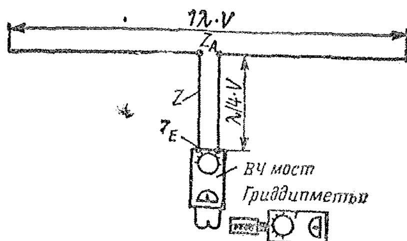
$$Z_A = \frac{240^2}{30} = \frac{57\,600}{30} = 1920\ \Omega.$$

С антеноскопа могат да се измерват и извънредно малки входни съпротивления ($<10\ \Omega$), каквито стойности са типични напр. за мобилните антени. В този случай също би било възможно да се работи с една междинна четвъртвълнова трансформираща линия, както е показано на фиг. 32.5, като се използва отрязък от коаксиален кабел с вълново съпротивление 60 Ω; това се прави, за да не се надвиши обхватът на измерване на уреда. Много по-просто е, както е показано на фиг. 32.6, между точките на захранване на антената и антеноскопа да се включи един безиндуктивен резистор R_v с точно известно съпротивление.

Общото съпротивление R_v+Z_A, получено от последователното свързване на R_v и Z_A, се измерва от антеноскопа. Входното съпротивление на антената се получава, като от резултата се извади предварително известната стойност на R_v.

32.3. Измерване на резонансната честота с гриддипметър

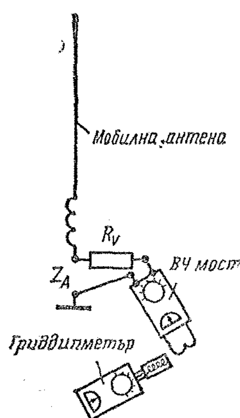
В предходния раздел беше описан един безупречен метод за определяне на резонансната честота на една антена, който дава възможност едновременно да се направят изводи и за широчината на пропусканата честотна лента. За



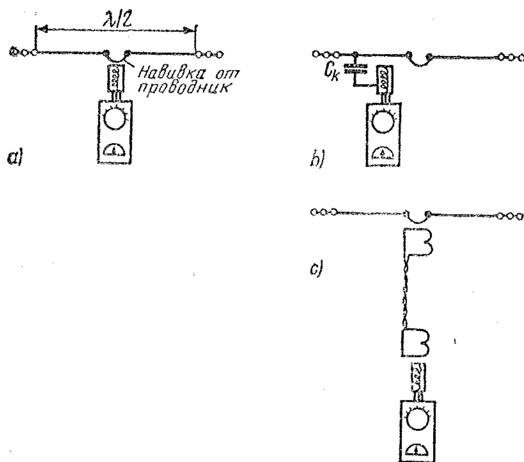
Фиг. 32.5. Измерване на високоомни входни съпротивления чрез използване на четвъртвълнов трансформатор

едно бързо, но при това не така точно измерване на резонансната честота на един излъчвател е необходим само гриддипметър. Използването му е неизбежно, когато трябва да се определят напр. собствените резонансни честоти на рефлектора и директорът на една късовълнова Яги-антена.

За разлика от един трептящ кръг със съсредоточени параметри (състоящ се от бобина и кондензатор) антената при измерване на резонансната честота предизвиква спадане на решетъчния ток и при честоти, хармонични на основната честота. Антени с широка пропускана лента не могат да бъдат измервани с гриддипметър, защото при тях вече не може да се установи ясно изразено намаляване на решетъчния ток при резонансната честота. Затова на практика не се измерва ре-



Фиг. 32.6. Опитна постановка за измерване на много ниски входни съпротивления



Фиг. 32.7
Начини за свързване на гриддипметър към антенния проводник; *a* — непосредствено свързване при максимум на тока, *b* — капацитивна връзка по напрежение, *c* — индуктивна връзка чрез проводникова линия с малко вълново съпротивление

зонансната честота на широколентовите антени. Ако по някакви съображения тя все пак трябва да бъде точно известна, се прибягва до използуването на антеноскоп, което дава резултат и при този вид антени.

При измерване на резонансната честота трябва захранващата линия да бъде отделена от антенния проводник. Точките на захранване на антената се свързват една с друга чрез къс шлейф (фиг. 32.7*a*). Бобината на гриддипметъра се свързва индуктивно към този шлейф при максимум на тока в антенния проводник. Максимумът на тока винаги е разположен на λ/4 от края на една настроена антена, следователно при полувълновата антена той се намира точно в средата на антенния проводник.

Когато в изключителни случаи резонансната честота трябва да се измерва в близост до максимум на напрежение, гриддипметърът се включва направо към антенния проводник чрез капацитета за връзка C_k. Трябва да се има предвид разстройващото действие на този капацитет; то е толкова послабо, колкото по-малък е C_k.

За да се намали разстройката, дължаща се на влиянието на човешкото тяло, гриддипметърът трябва да се свърже към антенния проводник чрез *линия за връзка* с малко вълново съпротивление (фиг. 32.7*c*). Тази линия е направена от парче лентов кабел или усукан двужилен проводник; в двата края се поставят намотки за връзка (с по около 3 нав.).

Първоначално се избира силна връзка и се определя приблизително резонансната честота. След това връзката се намалява така, че да се получи слабо изразено спадане на решетъчния ток при резонансната честота на антената. Така отчетената резонансна честота може да се приеме като приблизително точно измерена (в границите на точността на уреда). По-точни резултати се получават, когато честотата на гриддипметъра се прослушва едновременно с един добре еталониран приемник, като резонансната честота се отчита по скалата на приемника.

32.4. Контролно изпитване на насочени антени с помощта на измерителни уреди

Даже при един най-обикновен полувълнов дипол преди окончателното монтиране трябва да се провери резонансната честота и съгласуването. Това важи в още по-голяма степен за насочените антени. Който си е позволил напр. да построи една късовълнова Яги-антена, той не бива да се отказва да провери излъчвателните ѝ свойства в мястото, където е монтирана. Никаква „рецепта“ не може да отрази влиянието на различната височина на окачване, на околната среда и на състоянието на земната повърх-

ност. Това се отнася особено за късовълновите излъчватели, които почти винаги се намират на малка спрямо дължината на работната вълна височина над земята. Влиянието на земната повърхност и на околните препятствия е твърде сложно и е трудно да се предвиди. Затова излъчвателните характеристики на антената трябва да се измерят и споменатото влияние да се елиминира чрез съответна настройка. По-долу е обяснено как може да се извърши една такава настройка с помощта на уредите, описани в раздел 31. Обяснението е валидно не само за Яги-антените, но по аналогия — и за останалите видове антени.

Отначало се отстранява захранващата линия, точките на захранване се свързват с един къс шлейф и резонансната честота се измерва приблизително чрез гриддипметър (фиг. 32.7*a*). В точките на захранване на една триелементна Яги-антена се измерват три спадания на решетъчния ток — един ясно изразен минимум, съответствуващ на резонансната честота на активния елемент, втори, по-слабо изразен минимум при по-ниска честота — това е резонансната честота на рефлектора, и един също така слабо изразен минимум при по-висока честота — резонансната честота на директора. Резонансната честота на активния елемент трябва да бъде приблизително *в средата* на любителския обхват; резонансната честота на рефлектора трябва да бъде *под долната граница* на обхвата, а тази на директора — *над горната граница* на обхвата. Ако това не е така, рефлекторът трябва да се удължи, съотв. трябва да се скъси директорът. Резонансната честота на насочените антени, разположени ниско над земята, обикновено е по-малка от предварително изчислената. В такива случаи, ако не може да се увеличи височината на монтиране, всички елементи трябва да се скъсят от двете страни, докато се получи желаната резонансна честота.

След тази предварителна груба настройка шлейфът в захранващите точки на антената се отстранява. Свързва се схемата, показана на фиг. 32.2*b*. Полувълновата удължаваща линия е от същия кабел, какъвто ще бъде използуван след това за захранване на антенната система. Дължината на тази линия може да бъде и кратна на $\lambda/2$ и трябва да бъде измерена предварително по начина, описан в раздел 32.2.1. Стойността на съпротивлението на потенциометъра на антеноскопа се подбира равна на вълновото съпротивление на захранващата линия. След това честотата на гриддипметъра се изменя дотогава, докато се получи равновесие на моста. Тази честота на гриддиометъра, при която мостът е в равновесие и която едновременно се контролира с еталониран приемник, е фактическата резонансна честота на антената.

Когато се получи минимална индикация, но стрелката на уреда все пак не е на 0, трябва да се промени стойността на потенциометъра на антеноскопа така, че стрелката на уреда да остане на 0. При тази настройка се установяват едновременно резонансната честота на антената и входното ѝ съпротивление (стойността, отчетена върху скалата на потенциометъра).

Ако измереното входно съпротивление на антената се отклонява незначително от вълновото съпротивление на захранващата линия и ако липсват трансформиращи елементи, могат да се внесат малки корекции на входното съпротивление чрез изменяне на дължината на директора. Когато входният импеданс е твърде малък, директорът се скъсява незначително от двете страни. Трябва да се внимава при удължаване на директора (с цел да се намали входното съпротивление на антената), защото собствената резонансна честота на директора трябва да бъде извън любителския обхват.

Не се срещат никакви трудности при настройката на входното съпротивление на активен елемент с Т-образни, гама- или омега-съгласуващи звена. При гама-съгласуването желаният входен импеданс се установява чрез промяна на мястото на подвижното мостче, като индуктивната реактивна компонента се компенсира едновременно с изменяне на капацитета на променливия кондензатор, т. е. чрез този кондензатор може да се влияе върху резонансната честота на активния елемент. С последователна промяна на мястото на мостчето и на стойността на кондензатора се постига желаното съгласуване и резонанс при работната честота на предавателя. За контрол се използува антеноскоп. С това настройката на антената е завършена.

Приложения

Таблица 33.1. Любителски честотни обхвати

През 1947 г. конференцията в Антлантик Сити определи следните любителски честотни обхвати за I район:

3500 до 3800 kHz = обхват 80 m (85,7 до 79,0 m)
7000 до 7150 kHz = обхват 40 m (42,9 до 42,0 m)
14 000 до 14 350 kHz = обхват 20 m (21,43 до 20,9 m)
21 000 до 21 450 kHz = обхват 15 m (14,29 до 14,0 m)
28 000 до 29 700 kHz = обхват 10 m (10,71 до 10,1 m)
144 до 146 MHz = обхват 2 m (208,3 до 205.5 cm)
420 до 460 MHz = обхват 70 cm (71,5 до 65,2 cm)
1215 до 1300 MHz = обхват 24 cm (24,69 до 23,08 cm)
2300 до 2450 MHz = обхват 12 cm (13,04 до 12,24 cm)

Всяка държава от I район е разрешила на нейна територия да се използуват от радиолюбители част от посочените любителски честотни обхвати. Обхватът 160 m не е посочен, защото той е разрешен само при използуване на ограничени мощности и само в отделни страни. Предвидени са и други честоти в обхвата на сантиметровите вълни.

Таблица 33.2. Висши хармонични на честотите от любителските обхвати

	MHz	2	3	4	5	6	7	8	9	10
80 m	3,5	7,0	10,5	14,0	17,5	21,0	24,5	28,0	31,5	35,0
	3,6	7,2	10,8	14,4	18,0	21,6	25,2	28,8	32,4	36,0
	3,7	7,4	11 1	14,8	18.5	22,2	25,9	29,6	33,3	37,0
	3,8	7,6	11,4	15,2	19,0	22,8	26,6	30,4	34,2	38,0
40 m	7,0	14,0	21,0	28,0	35,0	42,0	49,0	56,0	63,0	70,0
	7,05	14,1	21.15	28,2	35,25	42,3	49,35	56,4	63,5	70,5
	7,1	14,2	21,3	28,4	35,5	42,6	49,7	56,8	63,9	71,0
	7,15	14,3	21,45	28,6	35,75	42,9	50,05	57,2	64,35	71,5
20 m	14,0	28,0	42,0	56,0	70,0	84,0	98,0	112,0	126,0	140,0
	14,1	28,2	42,3	56,4	70,5	84,6	98,7	112 8	126,9	141,0
	14,2	28,4	42,6	56,8	71,0	85 2	99,4	113,6	127,8	142,0
	14,3	28,6	42,9	57,2	71,5	85,8	100,1	114.4	128,7	143,0
	14,35	28,7	43,05	57,4	71,75	86,1	100,45	114,8	129,15	143,5
15 m	21,0	42,0	63,0	84,0	105,0	126,0	147,0	168,0	189,0	210,0
	21,1	42,2	63,3	84,4	105,5	126,6	147,7	168 8	189,9	211,0
	21,2	42,4	63,6	84,8	106,0	127,2	148,4	169,6	190,8	212,0
	21,3	42,6	63,9	85,2	106,5	127,8	149,1	170,4	191,7	213,0

Продължение на табл. 33.1

	MHz	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	21,4	42,8	64,2	85,6	107.0	128,4	149,9	171,2	192,6	214,0
	21,45	42,9	64,35	85,8	107,25	128,7	150,15	171,6	193,05	214,5
10 m	28,0	56,0	84,0	112,0	140,0	168.0	196,0	224.0	252.0	280,0
	28,5	57,0	85,5	114,0	142 5	171,0	199,5	228,0	256,5	285,0
	29,0	58 0	87,0	116,0	145,0	174,0	203,0	232,0	261,0	290,0
	29,7	59,4	89,1	118,8	148,5	178,2	207,9	237,6	267,3	297,0
2 m	144,0	288,0	432,0	676,0	720,0	864,0	1008,0	1152,0	1296,0	1440,0
	146,0	292,0	438,0	584,0	730,0	876,0	1022,0	1168,0	1314,0	1460,0

Таблица 33.3. Механична дължина на излъчвателя за късовълновите любителски обхвати (през λ/2)

Обхват 80 m

λ	3500 kHz	3600 kHz	3800 kHz
0,5	40,71 m	39,58 m	37,50 m
1,0	83.57 m	81,25 m	76,97 m
1,5	126.43 m	122,92 m	116,45 m
2,0	169,28 m	164,58 m	155,92 m
2,5	212,14 m	206,25 m	195,39 m
3,5	255,00 m	247,92 m	234,87 m

Обхват 40 m

λ	7000 kHz	7100 kHz	λ	7000 kHz	7100 kH
0.5	20,36 m	20,07 m	5,5	117,32 m	114,44 m
1.0	41,78 m	41,19 m	6,0	128,04 m	124,89 m
1,5	63,21 m	62,32 m	6,5	138,75 m	135,34 m
2,0	84.64 m	83,45 m	7,0	149,46 m	145,79 m
2,5	106,07 m	104,58 m	7,5	160,18 m	156,24 m
3.0	127,50 m	125,70 m	8,0	170,90 m	166,69 m
3,5	148,93 m	146,83 m			
4,0	170,35 m	167,95 m			

Продължение на табл. 33.3

Обхват 20 m			Обхват 15 m		
λ	14000 kHz	14350 kHz	λ	21000 kHz	21450 kHz
0,5	10,18 m	9,93 m	0,5	6,78 m	6,64 m
1,0	20,88 m	20,38 m	1,0	13,93 m	13,64 m
1,5	31,60 m	30,84 m	1,5	21,07 m	20,63 m
2,0	42,32 m	41,29 m	2,0	28,21 m	27,62 m
2,5	53,03 m	51,74 m	2,5	35,36 m	34,61 m
3,0	63,04 m	62,19 m	3,0	42,50 m	41,61 m
3.5	74,46 m	72,64 m	3,5	49,64 m	48,60 m
4,0	85,18 m	83,09 m	4,0	56,79 m	55,60 m
4,5	95,90 m	93,54 m	4,5	63,93 m	62,59 m
5,0	106,60 m	103,99 m	5,0	71,07 m	69,58 m
			5,5	78,21 m	76,57 m
			6,0	85,36 m	83,57 m
			6,5	92,50 m	90,56 m
			7,0	99,64 m	97,55 m
			7,5	106,79 m	104,55 m
			8,0	113,93 m	111,54 m
			8,5	121,05 m	118,53 m
			9,0	128,21 m	125,52 m
			9,5	135,36 m	132,52 m
			10,0	142,50 m	139,51 m

Обхват 10 m			
λ	28000 kHz	29000 kHz	29700 kHz
0,5	5,04 m	4,96 m	4,75 m
1,0	10,39 m	10,03 m	9,80 m
1,5	15,75 m	15,21 m	14,85 m
2,0	21,11 m	20,38 m	19,90 m
2,5	26,46 m	25,55 m	24,95 m
3,0	31,82 m	30,72 m	30,00 m
3,5	37,18 m	35,90 m	35,05 m
4,0	42,54 m	41,07 m	40,10 m
4,5	47,89 m	46,24 m	45,15 m
5,0	53,25 m	51,41 m	50,20 m
5,5	58,61 m	56,58 m	55.25 m
6,0	63,96 m	61,76 m	60,30 m
6,5	69,32 m	66,93 m	65,35 m
7,0	74,68 m	72,10 m	70,40 m
7,5	80,04 m	77,27 m	75,45 m
8,0	85,39 m	82,45 m	80,50 m
8,5	90,75 m	87,62 m	85,55 m
9,0	96,11 m	92,79 m	90,60 m
9,5	101,46 m	97,97 m	95,65 m
10,0	106,82 m	103,14 m	100,70 m
10,5	112,18 m	108,31 m	105,76 m
11,0	117,53 m	113,48 m	110,81 m
11,5	122,89 m	118,66 m	115,86 m
12,0	142,61 m	137,62 m	134,38 m

Таблица 33,4. Формули за пресмятане на дължините на елементите спрямо $\frac{\lambda}{2}$ и 1λ

Дължини на елементите спрямо $\frac{\lambda}{2}$		Дължини на елементите спрямо λ	
$\frac{\lambda}{2} \cdot 1{,}0 = \frac{150000}{f}$	$\frac{\lambda}{2} \cdot 0{,}87 = \frac{130500}{f}$	$1{,}0\,\lambda = \frac{300000}{f}$	$0{,}87\,\lambda = \frac{261000}{f}$
$0{,}99 = \frac{148500}{f}$	$0{,}86 = \frac{129000}{f}$	$0{,}99\,\lambda = \frac{297000}{f}$	$0{,}86\,\lambda = \frac{258000}{f}$
$0{,}98 = \frac{147000}{f}$	$0.85 = \frac{127500}{f}$	$0{,}98\,\lambda = \frac{294000}{f}$	$0{,}85\,\lambda = \frac{255000}{f}$
$0{,}97 = \frac{145500}{f}$	$0{,}84 = \frac{126000}{f}$	$0{,}97\,\lambda = \frac{291000}{f}$	$0{,}84\,\lambda = \frac{252000}{f}$
$0{,}96 = \frac{144000}{f}$	$0{,}83 = \frac{124500}{f}$	$0{,}96\,\lambda = \frac{288000}{f}$	$0{,}83\,\lambda = \frac{249000}{f}$
$0{,}95 = \frac{142500}{f}$	$0{,}82 = \frac{123000}{f}$	$0{,}95\,\lambda = \frac{285000}{f}$	$0{,}82\,\lambda = \frac{246000}{f}$
$0{,}94 = \frac{141000}{f}$	$0{,}81 = \frac{121500}{f}$	$0{,}94\,\lambda = \frac{282000}{f}$	$0{,}81\,\lambda = \frac{243000}{f}$
$0{,}93 = \frac{139500}{f}$	$0{,}80 = \frac{120000}{f}$	$0{,}93\,\lambda = \frac{279000}{f}$	$0{,}80\,\lambda = \frac{240000}{f}$
$0{,}92 = \frac{138000}{f}$	$0{,}79 = \frac{118500}{f}$	$0{,}92\,\lambda = \frac{276000}{f}$	$0{,}79\,\lambda = \frac{237000}{f}$
$0{,}91 = \frac{136500}{f}$	$0{,}78 = \frac{117000}{f}$	$0{,}91\,\lambda = \frac{273000}{f}$	$0{,}78\,\lambda = \frac{234000}{f}$
$0{,}90 = \frac{135000}{f}$	$0{,}77 = \frac{115500}{f}$	$0{,}90\,\lambda = \frac{270000}{f}$	$0{,}77\,\lambda = \frac{231000}{f}$
$0{,}89 = \frac{133500}{f}$	$0{,}76 = \frac{114000}{f}$	$0{,}89\,\lambda = \frac{267000}{f}$	$0{,}76\,\lambda = \frac{228000}{f}$
$0{,}88 = \frac{132000}{f}$	$0{,}75 = \frac{112500}{f}$	$0{,}88\,\lambda = \frac{264000}{f}$	$0{,}75\,\lambda = \frac{225000}{f}$

Всички данни са в mm, f е в MHz.

Таблица 33.5. Честоти на телевизионните обхвати и канали в Европа

Повечето европейски държави излъчват телевизионни програми съгласно препоръките на CCIR (Comité Consultatif International Radiocommunication) или на OIRT (Organisation Internationale de Radiodiffusion et de Télévision). Във всеки кадър има по 625 реда. Изключение правят английският стандарт (405 реда в кадър) и френският стандарт (819 реда в кадър). Последните се използуват за излъчване на програми в I и III телевизионен обхват. В IV/V обхват всички европейски предаватели без изключение работят по стандарт 625 реда (решение на европейската конференция за разпределение на радиочестотите, Стокхолм, 1961 г.).

Тези стандарти притежават разновидности, които са обяснени в началото на следващите таблици на честотите. За оразмеряването на приемните телевизионни антени обаче са от значение само честотите на телевизионните канали, определени от съответните стандарти.

Таблица 33.5.1. Европейски телевизионни обхвати по стандарт CCIR

Този стандарт е приет в ГДР, ГФР, Дания, Холандия Финландия, Норвегия, Португалия, Швеция, Швейцария, Испания, Гърция, СФРЮ, Кипър и Турция.

Стандарт CCIR

Изображение: отрицателна модулация, 625 реда, честота на кадрите 25 Hz, широчина на видеоканала 5 MHz

Звук: честотна модулация с девиация ±50 kHz

Широчина на телевизионния канал: 7 MHz за I и III обхват, 8 MHz за IV/V обхват

Означение на каналите: E_ . .

Канал №	Граници на канала от MHz до MHz	Носеща четота на изображението, MHz	Носеща честота на звука, MHz	Средна дължина на вълната, m
1	2	3	4	5
Обхват I				
канал E-1	41 ... 47	не се използува		
канал E-2	47 ... 54	48,25	53,75	6,00
канал E-2A	48,5 ... 55,5	49,75	55,25	5,80
канал E-3	54 ... 61	55,25	60,75	5,20
канал E-4	61 ... 68	62,25	67,75	4,65
Обхват III				
канал E-5	174 ... 181	175 25	180,75	1,69
канал E-6	181 ... 188	182,25	187,75	1,63
канал E-7	188 ... 195	189,25	194,75	1,57
канал E-8	195 ... 202	196,25	201,75	1,51
канал E-9	202 ... 209	203,25	208,75	1,46
канал E-10	209 ... 216	210,25	215,75	1,41
канал E-11	216 ... 223	217,25	222,75	1,37
канал E-12	223 ... 230	224,25	229,75	1,33
Обхват IV				cm
канал 21	470 ... 478	471,25	476,75	63
канал 22	478 ... 486	479,25	484,75	62,5
канал 23	486 ... 494	487,25	492,75	61
канал 24	494 ... 502	495,25	500,75	60
канал 25	502 ... 510	503,25	508,75	59
канал 26	510 ... 518	511,25	516,75	58
канал 27	518 ... 526	519,25	524,75	57,5
канал 28	526 ... 534	527,25	532,75	56,5
канал 29	534 ... 542	535,25	540,75	55,5
канал 30	542 ... 550	543,25	548,75	55
канал 31	550 ... 558	551,25	556,75	54
канал 32	559 ... 566	559,25	564,75	53
канал 33	566 ... 574	567,25	572,75	52,5
канал 34	574 ... 582	575,25	580,75	51,5
канал 35	582 ... 590	583,25	588,75	51
канал 36	590 ... 598	591,25	596,75	50,5
канал 37	598 ... 606	599,25	604,75	50
Обхват V				
канал 38	606 ... 614	607,25	612,75	49
канал 39	614 ... 622	615,25	620,75	48,5

Продължение на табл. 33.5.1

1	2	3	4	5
канал 40	622 ... 630	623,25	628,75	48
канал 41	630 ... 638	631,25	636,75	47
канал 42	638 ... 646	639,25	644,75	46,5
канал 43	646 ... 654	647,25	652,75	46
канал 44	654 ... 662	655,25	660,75	45,5
канал 45	662 ... 670	663,25	668,75	45
канал 46	670 ... 678	671,25	676,75	44,5
канал 47	678 ... 686	679,25	684,75	44
канал 48	686 ... 694	687,25	692,75	43,5
канал 49	694 ... 702	695,25	700,75	43
канал 50	702 ... 710	703,25	708,75	42,5
канал 51	710 ... 718	711,25	716,76	42
канал 52	718 ... 726	719 25	724,75	41,5
канал 53	726 ... 734	727,25	732,75	41
канал 54	734 ... 742	735,25	740,75	40,5
канал 55	742 ... 750	743,25	748,75	40,3
канал 56	750 ... 758	751,25	756,75	39,8
канал 57	758 766	759,25	764,75	39,3
канал 58	766 ... 774	767,25	772,75	38,9
канал 59	774 ... 782	775,25	780,75	38,5
канал 60	782 ... 790	783,25	788,75	38,2
канал 61	790 ... 798	791,25	796,75	37,9
канал 62	798 ... 806	799,25	804,75	37,5
канал 63	806 ... 814	807,25	812,75	37,1
канал 64	814 ... 822	815,25	820,75	36,8
канал 65	822 ... 830	823,25	828,75	36,4
канал 66	830 ... 838	831,25	836,75	36,1
канал 67	838 ... 846	839,25	844,75	35,7
канал 68	846 ... 854	847,25	852,75	35,4

Европейската конференция за разпределение на честотите, проведена през 1961 г. в Стокхолм, предвижда освен това за нуждите на телевизионното разпръскване да се използува и честотният обхват от 854 MHz до 958 MHz (канали от 69 до 81). Досега не е направено разпределение на честотите на предавателите от този обхват.

Таблица 33.5.2. Европейски телевизионни обхвати по стандарт OIRT

Този стандарт е приет от Албания, България, ЧССР, СССР, Полша, Румъния, Унгария.

Стандарт: OIRT

Изображение: отрицателна модулация, 625 реда, честота на кадрите 25 Hz, широчина на видеоканала 6 MHz.

Звук: честотна модулация с девиация ±50 kHz.

Широчина на телевизионния канал: 8 MHz.

Означение на каналите: R-. . .

Продължение на табл. 33.5.2

Канал №	Граница на канала от MHz до MHz	Носеща честота на изображението, MHz	Носеща честота на звука, MHz	Средна дължина на вълната, m
R-I	48,5 ... 56,5	49,75	56,25	5,75
R-II	58,0 ... 66,00	59,25	65,75	4,86
R-III	76,0 ... 84,0	77,25	83,75	3,76
R-IV	84,0 ... 92,0	85,25	91,75	3,41
R-V	92,0 ... 100	93,25	99,75	3,13
R-VI	174 ... 182	175,25	181,75	1,68
R-VII	182 ... 190	183,25	189,75	1,61
R-VIII	190 ... 198	191,25	197,75	1,55
R-IX	198 ... 206	199,25	205,75	1,49
R-X	206 ... 214	207,25	213,75	1,43
R-XI	214 ... 222	215,25	221,75	1,38
R-XII	222 ... 230	223,25	229,75	1,33

Честотите на каналите от IV/V обхват съответствуват на стандарт CCIR.

Таблица 33.5.3. Телевизионни обхвати във Великобритания

Английски стандарт
Изображение: положителна модулация, 405 реда, честота на кадрите 25 Hz, широчина на видеоканала 3 MHz.
Звук: амплитудна модулация.
Широчина на телевизионния канал: 5 MHz (1-ви канал: 7 MHz).
Означение на каналите : B-. . .

Канал №	Граница на канала от MHz до MHz	Носеща честота на изображението, MHz	Носеща честота на звука, MHz	Средна дължина на вълната, m
B-1	41,25 ... 46,25	45,00	41,50	6,88
B-2	48,00 ... 53,00	51,75	48,25	5,95
B-3	53,00 ... 58,00	56,75	53,25	5,41
B-4	58,00 ... 63,00	61,75	58,25	4,96
B-5	63,00 ... 68,00	66,75	63,25	4,58
B-6	176 ... 181	179,75	176,25	1,68
B-7	181 ... 186	184,75	181,25	1,63
B-8	186 ... 191	189,75	186,25	1,59
B-9	191 ... 196	194,75	191,25	1,55
B-10	196 ... 201	199,75	196,25	1,51
B-11	201 ... 206	204,75	201,25	1,47
B-12	206 ... 211	209,75	206,25	1,44
B-13	211 ... 216	214,75	211,25	1,41
B-14	216 ... 221	219,75	216,25	1,37

Честотите на каналите от IV/V обхват отговарят на стандарт CCIR.

Таблица 33.5.4. Телевизионни обхвати във Франция

Франция, Люксембург и Монако имат собствен стандарт за излъчване на телевизионни програми в I и III обхват.

Френски стандарт

Изображение: положителна модулация, 819 реда, честота на кадрите 25 Hz, широчина на видеоканала 10,4 MHz.

Звук: амплитудна модулация.

Широчина на телевизионния канал: 13,15 MHz (8-и канал: 14 MHz).

Означение на каналите : F-. . .

Канал №	Граница на канала от MHz до MHz	Носеща честота на изображението, MHz	Носеща честота на звука, MHz	Средна дължина на вълната, m
F-2	41,15 ... 54,30	52,40	41,25	6,40
F-4	54,30 ... 67,45	65,55	54,40	4,98
F-5	162,10 ... 175,25	164,00	175,15	1,78
F-6	162,15 ... 175,30	173,40	162,25	1,78
F-7	175,25 ... 188,40	177,15	188,30	1,65
F-8	174,00 ... 188,00	185,25	174,10	1,65
F-8A	175,30 ... 188,45	186,55	175,40	1,65
F-9	188,40 ... 301,55	190,30	201,45	1,53
F-10	188,45 ... 201,60	199,70	188,55	1,53
F-11	201,55 ... 214,70	203,45	214,60	1,44
F-12	201,60 ... 214,75	212,85	201,70	1,44

Честотите на каналите от IV/V обхват съответствуват на стандарт CCIR.

Таблица 33.5.5. Телевизионни обхвати в Италия

Стандарт CCIR с различно разпределение на каналите.

Изображение: отрицателна модулация, 625 реда, честота на кадрите 25 Hz, ширина на видеоканала 5 MHz.

Звук: честотна модулация с девиация ±50 kHz.

Широчина на телевизионния канал: 7 MHz в I и III обхват, 8 MHz в IV/V обхват.

Означение на каналите: буквите от A до H (за I и III обхват).

Канал №	Граница на канала от MHz до MHz	Носеща честота на изображението, MHz	Носеща честота на звука, MHz	Средна дължина на вълната, m
A	52,5 ... 59,5	53,75	59,25	5,37
B	61,0 ... 68,0	62,25	67,75	4,66
C	81,0 ... 88,0	82,25	87,75	3,55
D	174,0 ... 181,0	175,25	180,75	1,69
E	183,0 ... 190,0	184,25	189,75	1,61
F	191,0 ... 198,0	192,25	197,75	1,54
G	200,0 ... 207,0	201,25	206,75	1,47
H	209,0 ... 216,0	210,25	215,75	1,42
H_1	215,0 ... 223,0	217,25	222,75	1,37

Честотите на каналите от IV/V обхват отговарят на стандарт CCIR.

Таблица 33.6. Честоти на излъчване на УКВ-радиопрограми в Европа

Държавите, които са приели стандарта OIRT, излъчват радиопрограми в честотния обхват от 66 до 73 MHz. Не е предвидено някакво специално разпределение на каналите в този обхват.

УКВ-радиопредавателите на всички останали европейски страни работят по стандарт CCIR. Радиопрограмите се излъчват във II обхват (от 87,5 до 100 MHz). Обхватът е разделен на 42 канала, делението започва от 2-ри и завършва на 43-ти канал. Разстоянието между каналите (по честота) е 300 kHz. Поради непрекъснатото увеличаване на гъстотата на предавателната мрежа европейската конференция за разпределение на честотите (Стокхолм, 1961 год.) извърши ново деление на честотите на радиопредавателите. За създаването на нови канали разстоянието между каналите беше намалено на 100 kHz, така че сега съществуват 124 канала. Старото означение на каналите (от 2 до 43) беше запазено. Тъй като сега във всеки канал със старо означение влизат три отделни канала, вече е прието те да се различават по следния начин:

напр. 24 канал = 94,2 MHz се разделя на
канал 24° = 94,2 MHz,
канал 24- = 94,1 MHz и
канал 24+ = 94,3 MHz.

Канал	MHz	Канал	MHz	Канал	MHz	Канал	MHz
1		2		3		4	
2°	87,6	12+	90,7	23-	93,8	33°	96,9
2+	87,7	13-	90,8	23°	93,9	33+	97,0
3-	87,8	13°	90,9	23+	94,0	34-	97,1
3°	87,9	13+	91,0	24-	94,1	34°	97,2
3+	88,0	14-	91,1	24°	94,2	34+	97,3
4-	88,1	14°	91,2	24+	94,3	35-	97,4
4°	88,2	14+	91,3	25-	94,4	35°	97,5
4+	88,3	15-	91,4	25°	94,5	35+	97,6
5-	88,4	15°	91,5	25+	94,6	36-	97,7
5°	88,5	15+	91,6	26-	94,7	36°	97,8
5+	88,6	16-	91,7	26°	94,8	36+	97,9
6-	88,7	16°	91,8	26+	94,9	37-	98,0
6°	88,8	16+	91,9	27-	95,0	37°	98,1
6+	88,9	17-	92,0	27°	95,1	37+	98,2
7-	89,0	17°	92,1	27+	95,2	38-	98,3
7°	89,1	17+	92,2	28-	95,3	38°	98,4
7+	89,2	18-	92,3	28°	95,4	38+	98,5
8-	89,3	18°	92,4	28+	95,5	39-	98,6
8°	89,4	18+	92,5	29-	95,6	39°	98,7
8+	89,5	19-	92,6	29°	95,7	39+	98,8
9-	89,6	19°	92,7	29+	95,8	40-	98,9
9°	89,7	19+	92,8	30-	95,9	40°	99,0
9+	89,8	20-	92,9	30°	96,0	40+	99,1
10-	89,9	20°	93,0	30+	96,1	41-	99,2
10°	90,0	20+	93,1	31-	96,2	41°	99,3
10+	90,1	21-	93,2	31°	96,3	41+	99,4
11-	90,2	21°	93,3	31+	96,4	42-	99,5
11°	90,3	21+	93,4	32-	96,5	42°	99,6
11+	90,4	22-	93,5	32°	96,6	42+	99,7
12-	90,5	22°	93,6	32+	96,7	43-	99,8
12°	90,6	22+	93,7	33-	96,8	43°	99,9

Таблица 33.7. Пресмятане от честота в дължина на вълната и обратно

В долната таблица всяка колона може да означава или kHz, или m; следователно пресмятането може да става и в двете посоки.

		17600	17,045	12800	23,437	8300	36,145
240000	1,25	17500	17,143	12700	23,622	8200	36,585
120000	2,5	17400	17,242	12600	23,810	8100	37,037
60000	5,0	17300	17,341	12500	24,000		
40000	7,5	17200	17,442	12400	24,193	8000	37,500
30000	10,0	17100	17,544	12300	24,390	7900	37,975
29500	10,17			12200	24,590	7800	38,461
29000	10,34	17000	17,647	12100	24,793	7700	38,961
28500	10,51	16900	17,751			7600	39,474
28000	10,71	16800	17,857			7500	40,000
27500	10,91	16700	17,964	12000	25,000	7400	40,540
27000	11,11	16600	18,072	11900	25,210	7300	41,096
26500	11,32	16500	18,182	11800	25,424	7200	41,667
26000	11,54	16400	18,293	11700	25,641	7100	42,254
25500	11,76	16300	18,405	11600	25,862		
		16200	18,519	11500	26,087	7000	42,857
25000	12,00	16100	18,633	11400	26,316	6900	43,478
24500	12,24			11300	26,549	6800	44,118
24000	12,50	16000	18,750	11200	26,786	6700	44,777
23500	12,77	15900	18,868	11100	27,027	6600	45,455
23000	13,04	15800	18,987			6500	46,154
22500	13,33	15700	19,108			6400	46,874
22000	13,63	15600	19,231	11000	27,273	6300	47,619
21500	13,97	15500	19,355	10900	27,523	6200	48,387
21000	14,28	15400	19,480	10800	27,778	6100	49,180
20500	14,63	15300	19,608	10700	28,037		
		15200	19,737	10600	28,302		
20000	15,000	15100	19,867	10500	28,521	6000	50,000
19900	15,975			10400	28,846	5900	50,847
19800	15,151	15000	20,000	10300	29,126	5800	51,724
19700	15,228	14900	20,134	10200	29,412	5700	52,631
19600	15,306	14800	20,270	10100	29,703	5600	53,571
19500	15,385	14700	20,408	10000	30,000	5500	54,545
19400	15,464	14600	20,548			5400	55,555
19300	15,544	14500	20,690	9900	30,303	5300	56,604
19200	15,625	14400	20,833	9800	30,612	5200	57,692
19100	15,707	14300	20,979	9700	30,928	5100	58,824
		14200	21,127	9600	31,250		
19000	15,789	14100	21,276	9500	31,579	5000	60,000
18900	15,873			9400	31,915	4900	61,224
18800	15,975	14000	21,428	9300	32,258	4800	62,500
18700	16,043	13900	21,583	9200	32,258	4700	63,830
18600	16,129	13800	21,739	9200	32,608	4600	65,217
18500	16,216	13700	21,898	9100	32,967	4500	66,667
18400	16,304	13600	22,059			4400	68,182
18300	16,393	13500	22,222			4300	69,767
18200	16,483	13400	22,388	9000	33,333	4200	71,429
18100	16,574	13300	22,556	8900	33,708	4100	73,171
		13200	22,727	8800	34,091		
18000	16,667	13100	22,901	8700	34,483	4000	75,000
17900	16,760			8600	34,884	3900	76,923
17800	16,854	13000	23,077	8500	35,294	3800	78,947
17700	16,949	12900	23,256	8400	35,714	3700	81,080

Продължение на табл. 33.7

3600	83,333	2000	150,00	1390	215,83	1230	243,90
3500	85,714	1900	157,89	1380	217,39	1220	245,90
3400	88,235	1800	166,67	1370	218,98	1210	247,93
3300	90,909	1700	176,47	1360	220,59	1200	250,00
3200	93,750	1600	187,50	1350	222,22		
3100	96,774	1500	200,00	1340	223,88	1190	252,10
		1490	201,34	1330	225,56	1180	254,24
3000	100,000	1480	202,70	1320	227,27	1170	256,41
2900	103,45	1470	204,08	1310	229,01	1160	258,62
2800	107,14	1460	205,48	1300	230,77	1150	260,87
2700	111,11					1140	263,16
2600	115,38	1450	206,90	1290	232,56	1130	265,49
2500	120,00	1440	208,33	1280	234,38	1120	267,86
2400	125,00	1430	209,79	1270	236,22	1110	270,27
2300	130,43	1420	211,27	1260	238,10	1100	272,73
2200	136,36	1410	212,77	1250	240,00	1090	275,23
2100	142,65	1400	214,28	1240	241,93	1080	277,78

Таблица 33.8. Пресмятане на m в MHz, обхват от 10 до 100 m (разпределение на

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
10,1	29,703	20,1	14,925	30,1	9,966.7	40,1	7,481.3
10,2	29,411	20,2	14,851	30,2	9,933.7	40,2	7,462.6
10,3	29,126	20,3	14,778	30,3	9,901.0	40,3	7,444.0
10,4	28,846	20,4	14,705	30,4	9,868.5	40,4	7,425.8
10,5	28,571	20,5	14,634	30,5	9,836.0	40,5	7,407.3
10,6	28,301	20,6	14,563	30,6	9,804.0	40,6	7,399.0
10,7	28,037	20,7	14,493	30,7	9,772.0	40,7	7,371.0
10,8	27,778	20,8	14,423	30,8	9,740,2	40,8	7,353.0
10,9	27,522	20,9	14,353	30,9	9,703.7	40,9	7,335.0
11,0	27,273	21,0	14,285	31,0	9,677.4	41,0	7,317.5
11,1	27,027	21,1	14,218	31,1	9,646,2	41,1	7,299.3
11,2	26,786	21,2	14,151	31,2	9,615.5	41,2	7,281.5
11,3	26,549	21,3	14,085	31,3	9,584.7	41,3	7,263.8
11,4	26,316	21,4	14,019	31,4	9,554.0	41,4	7,246.3
11,5	26,087	21,5	13,954	31,5	9,523.8	41,5	7,228.9
11,6	25,862	21,6	13,889	31,6	9,493.6	41,6	7,211.5
11,7	25,641	21,7	13,825	31,7	9,463.7	41,7	7,194.2
11,8	25,424	21,8	13,761	31,8	9,433.8	41,8	7,177.0
11,9	25,210	21,9	13,699	31,9	9,404.4	41,9	7,160,0
12,0	25,000	22,0	13,636	32,0	9,375.0	42,0	7,142.8
12,1	24,793	22,1	13,575	32,1	9,345.6	42,1	7,125.9
12,2	24,590	22,2	13,514	32,2	9,316.6	42,2	7,109.0
12,3	24,390	22,3	13,453	32,3	9,288.0	42,3	7,092.2
12,4	24,193	22,4	13,393	32,4	9,259.2	42,4	7,075.3
12,5	24,000	22,5	13,333	32,5	9,230.8	42,5	7,058.8

Продължение на табл. 33.7

1070	280,37	920	326,09	780	384,61	630	476,19
1060	283,02	910	329,67	770	389,61	620	483,87
1050	285,71	900	333,33	760	394,74	610	491,80
1040	288,46			750	400,00	600	500,00
1030	291,26	890	337,08	740	405,40		
1020	294,12	880	340,91	730	410,96	590	508,47
1010	297,03	870	344,83	720	416,67	580	517,24
1000	300,00	860	348,84	710	422,54	570	526,32
		850	352,94	700	428,57	560	535,71
990	303,03	840	357,14			550	545,45
980	306,12	830	361,45	690	434,78	540	555,55
970	309,28	820	365,85	680	441,18	530	566,03
960	312,50	810	370,37	670	447,76	520	576,72
950	315,79	800	375,00	660	454,54	510	588,24
940	319,15			650	461,54	500	600,00
930	322,58	790	379,75	640	468,75		

интервали от по 0.1 m)

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
50,1	5,988.0	60,1	4,991.7	70,1	4,279.6	80,1	3,745.3	90,1	3,329.7
50,2	5,976.1	60,2	4,983.3	70,2	4,273.5	80,2	3,740.7	90,2	3,326.0
50,3	5,964.1	60,3	4,975.1	70,3	4,267.4	80,3	3,735.9	90,3	3,322.2
50,4	5,953.7	60,4	4,966,9	70,4	4,261.4	80,4	3,731.2	90,4	3,318.5
50,5	5,940.6	60,5	4,958.6	70,5	4,255.3	80,5	3,726.7	90,5	3,314.9
50,6	5,928.9	60,6	4,950.5	70,6	4,249.3	80,6	3,722.0	90,6	3,311.2
50,7	5,917.1	60,7	4,942.3	70,7	4,243.3	80,7	3,717.5	90,7	3,307.6
50,8	5,905.6	60,8	4,934.2	70,8	4,237.3	80,8	3,712.9	90,8	3,303.9
50,9	5,893.9	60,9	4,926.1	70,9	4,231.3	80,9	3,708.3	90,9	3,300.3
51,0	5,882.5	61,0	4,918.0	71,0	4,225.3	81,0	3,703.7	91,0	3,296.7
51,5	5,870.9	61,1	4,910.0	71,1	4,219.4	81,1	3,699.2	91,1	3,293.1
51,2	5,859.4	61,2	4,902.0	71,2	4,213.5	81,2	3,694.6	91,2	3,289.4
51,3	5,847.9	61,3	4,894.0	71,3	4,207.6	81,3	3,690.0	91,3	3,285.8
51,4	5,838.0	61,4	4,886.0	71,4	4,201.7	81,4	3,685.5	91,4	3,282.2
51,5	5,825.1	61,5	4,878.0	71,5	4,195.7	81,5	3,680.9	91,5	3,278.7
51,6	5,813.9	61,6	4,870.1	71,6	4,190.0	81,6	3,676.5	91,6	3,275.1
51,7	5,802.7	61,7	4,862.2	71,7	4,184.1	81,7	3,672.0	91,7	3,271.5
51,8	5,791.6	61,8	4,854.3	71,8	4,178.3	81,8	3,667.5	91,8	3,268.0
51,9	5,780.3	61,9	4,846.6	71,9	4,172.5	81,9	3,663.0	91,9	3,264.4
52,0	5,769.0	62,0	4,838.7	72,0	4,166.7	82,0	3,658.6	92,0	3,260.8
52,1	5,758.1	62,1	4,830.9	72,1	4,160.8	82,1	3,654.1	92,1	3,257.3
52,2	5,747.1	62,2	4,823.1	72,2	4,155.1	82,2	3,649.7	92,2	3,253.8
52,3	5,736.1	62,3	4,815.3	72,3	4,149.4	82,3	3,645.2	92,3	3,250.3
52,4	5,725.2	62,4	4,807,8	72,4	4,143.6	82,4	3,640.8	92,4	3,246.8
52,5	5,714.2	62,5	4,800.0	72,5	4,137.9	82,5	3,636.4	92,5	3,243.2

Продължение на табл. 33.8

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
12,6	23,809	22,6	13,274	32,6	9,202.4	42.6	7,042.2
12,7	23,622	22.7	13,216	32,7	9,174.2	42,7	7,025.7
12,8	23,437	22,8	13,158	32,8	9,146.4	42,8	7,009.3
12,9	23,256	22,9	13,100	32,9	9,118.4	42.9	6,993.0
13,0	23,077	23,0	13,043	33,0	9,091.0	43,0	6,976.7
13,1	22,901	23,1	12.987	33,1	9,063.4	43,1	6,960.5
13.2	22,722	23,2	12,931	33,2	9,036.0	43,2	6,944,4
13,3	22,556	23,3	12,875	33,3	9,009.0	43,3	6,928.3
13,4	22,388	23,4	12,820	33,4	8,982.0	43,4	6,912.4
13,5	22,224	23,5	12,766	33,5	8,955.2	43,5	6,896.5
13,6	22,059	23,6	12,712	33,6	8,928.6	43,6	6,880.7
13,7	21,898	23,7	12,658	33,7	8,902.0	43,7	6,865.0
13,8	21,739	23.8	12,605	33,8	8,875.4	43.8	6,849.3
13,9	21,583	23,9	12,553	33,9	8,849.6	43,9	6,833.8
14,0	21,429	24,0	12,500	34,0	8,823.4	44,0	6,818.2
14,1	21,277	24,1	12,448	34,1	8,797.8	44,1	6,802.7
14,2	21,127	24,2	12,397	34,2	8,771.8	44,2	6,787.3
14,3	20,979	24,3	12,345	34,3	8,746.4	44,3	6,772.0
14,4	20,833	24,4	12,295	34,4	8,720.8	44,4	6,756.8
14,5	20,690	24,5	12,245	34,5	8,695.6	44,5	6,741.6
14,6	20,548	24,6	12,194	34,6	8,670.4	44,6	6,726.5
14,7	20,408	24,7	12,146	34,7	8,645.6	44,7	6,711.3
14,8	20,270	24,8	12,097	34,8	8,620.6	44,8	6,696.3
14,9	20,134	24,9	12,048	34,9	8,595.8	44,9	6,681.3
15,00	20,000	25,0	12,000	35,0	8,571.4	45,0	6,666.7
15,1	19,867	25,1	11,952	35,1	8,547.0	45,1	6,652.1
15,2	19,737	25,2	11,905	35,2	8,522.8	45,2	6,637.1
15,3	19,608	25,3	11,858	35,3	8,498.6	45,3	6,622.5
15,4	19,480	25,4	11,811	35,4	8,474.6	45,4	6,608.1
15,5	19,355	25.5	11,765	35,5	8,450.6	45,5	6,593,4
15,6	19,231	25,6	11,719	35,6	8,427.0	45,6	6,579.0
15,7	19,108	25,7	11,673	35,7	8.403,4	45,7	6,564.5
15,8	18,987	25,8	11,628	35,8	8,380.0	45,8	6,550,1
15,9	18,868	25,9	11,583	35,9	8,356.6	45,9	6,536.0
16,0	18,750	26,0	11,538	36,0	8,333.3	46,0	6,521.5
16,1	18,633	26,1	11,494	36,1	8,310.2	46,1	6,507.6
16,2	18,518	26,2	11,450	36 2	8,287.2	46,2	6,493,5
16,3	18,405	26,3	11,407	36,3	8,264.4	46,3	6,479.4
16,4	18,293	26,4	11,364	36,4	8,241.6	46,4	6,465.4
16,5	18,182	26,5	11,320	36,5	8,219.2	46,5	6,451.6
16,6	18,072	26,6	11,278	36,6	8,196.8	46,6	6,437,7
16,7	17,964	26,7	11,236	36,7	8,174.4	46.7	6,423.9
16,8	17,857	26,8	11,194	36,8	8,152.2	46,8	6,410.1
16,9	17,751	26,9	11,152	36,9	8,130.0	46,9	6,396.6
17,0	17,647	27,0	11,111	37 0	8,108.2	47,0	6,383.0

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
52,6	5,703.4	62,6	4,792.3	72,6	4,132.2	82,6	3,631.9	92,6	3,239.7
52,7	5,692.6	62,7	4,784.7	72,7	4,126.6	82,7	3,627.5	92,7	3,236.2
52,8	5,682.1	62,8	4,777.0	72,8	4,120.9	82,8	3,623.2	92,8	3,232.7
52,9	5,671.0	62,9	4,769.4	72,9	4,115.2	82,9	3,618.8	92,9	3,229.2
53,0	5,660.0	63,0	4,761.9	73,0	4,109.6	83,0	3,614.4	93,0	3,225.8
53,1	5,649.7	63,1	4,754.3	73,1	4,103.9	83,1	3,610.1	93,1	3,222.3
53,2	5,639.1	63,2	4,746.8	73,2	4,098.4	83,2	3,605.7	93,2	3,318.8
53,3	5,628.5	63,3	4,739.3	73,3	4,092.8	83,3	3,601.4	93,3	3,215.4
53,4	5,618.0	63,4	4,731.9	73,4	4,087.2	83,4	3,597.1	93,4	3,221.9
53,5	5,607.5	63,5	4,724.4	73,5	4,081.6	83,5	3,592.7	93,5	3,208.6
53,6	5,597.0	63,6	4,716.9	73,6	4,076.1	83,6	3,588.5	93,6	3,205.1
53,7	5,586.6	63,7	4,709,5	73,7	4,070.6	83,7	3,584.2	93,7	3,201.7
53,8	5,576.2	63,8	4,702.2	73,8	4,065.0	83,8	3,580.0	93,8	3,198.3
53,9	5,565.9	63,9	4,694.8	73.9	4,059.5	83,9	3,575.7	93,9	3,194.8
54,0	5,555.6	64,0	4,687.5	74,0	4,051.1	84,0	3,571.4	94,0	3,191.5
54,1	5,545.3	64,1	4,680.1	74,1	4,048.5	84,1	3,567.2	94,1	3,188.1
54,2	5,535.0	64,2	4,672.8	74,2	4,043.2	84,2	3,562.9	94,2	3,184.7
54,3	5,524.9	64,3	4,665.7	74,3	4,037.6	84,3	3,558.7	94,3	3,181.4
54,4	5,514.6	64,4	4,658.3	74,4	4,032.3	84,4	3,554.5	94,4	3,178.9
54,5	5,504.5	64,5	4,651.1	74,5	4,026.8	84,5	3,550.3	94,5	3,174.6
54,6	5,494.5	64,6	4,644.0	74,6	4,021.5	84,6	3,546.1	94,6	3,171.2
54,7	5,484.4	64,7	4,636.8	74,7	4,016,1	84,7	3,541.9	94,7	3,167.9
54,8	5,474.5	64,8	4,629.6	74,8	4,010.7	84,8	3,537.7	94,8	3,164.5
54,9	5,464.5	64,9	4,622.6	74,9	4,005.4	84,9	3,533.5	94,9	3,161.2
55,0	5,454.6	65,0	4,615.4	75,0	4,000.0	85,0	3,529.4	95,0	3,157.9
55,1	5,444.7	65,1	4.608.3	75,1	3,994.6	85,1	3,525.2	95,1	3,154.6
55,2	5,434.7	65,2	4,601.2	75,2	3,989.4	85,2	3,521.1	95,2	3,151.2
55,3	5,424.9	65,3	4,594.3	75,3	3,984.1	86,3	3,517.0	95,3	3,148.0
55,4	5,415.1	65,4	4,587.1	75,4	3,978.8	85,4	3,512.9	95,4	3,144.6
55,5	5,405.4	65,5	4,580.1	75,5	3,973.5	85,5	3,508.7	95,5	3,141.4
55,6	5,395.7	65,6	4,573.2	75,6	3,968.3	85,6	3,504.7	95,6	3,138.1
55,7	5,385.9	65,7	4,566.1	75,7	3,963.0	85,7	3,500.5	95,7	3,134.8
55,8	5,376.4	65,8	4,559.2	75,8	3,957.7	85,8	3,496.5	95.8	3,131.5
55,9	5,366.7	65,9	4,552.3	75,9	3,952.5	85,9	3,492.5	95,9	3,128.2
56,0	5,357.1	66,0	4,545.5	76,0	3,947.4	86,0	3,488.3	96,0	3,125.0
56,1	5,347.6	66,1	4,538.6	76,1	3,942.2	86,1	3,494.3	96,1	3,121.8
56,2	5,338.0	66,2	4,531.7	76,2	3,937.0	86,2	3,480.2	96,2	3,118.4
56,3	5,328.6	66,3	4,524.9	76,3	3,931.9	86,3	3,476.2	96,3	3.115.2
56,4	5,319.1	66,4	4,518.0	76,4	3,926.7	86,4	3,472.2	96,4	3,112.0
56,5	5,309.6	66,5	4,511.3	76,5	3,921.5	86,5	3,468.2	96,5	3,108.8
56,6	5,300.2	66,6	4,504.6	76,6	3,916.5	86,6	3,464.2	96,6	3,105.6
56,7	5,291.0	66,7	4,497.7	76,7	3,911.3	86,7	3,460.2	96,7	3,102.4
56,8	5,281.6	66,8	4,491.0	76,8	3,906.3	86,8	3,456.2	96,8	3,099.1
56,9	5,272.4	66,9	4,484.2	76,9	3,901.1	86,9	3,452.2	96,9	3,096.0
57,0	5,263.2	67,0	4,477.7	77,0	3,896.1	87,0	3,448.2	97,0	3,092.8

Продължение на табл. 33.8

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
17,1	17,544	27,1	11,070	37,1	8,086.5	47,1	6,369.4
17,2	17,442	27,2	11,029	37,2	8,064.6	47,2	6,356.0
17,3	17,341	27,3	10,989	37,3	8,042.8	47,3	6,342.5
17,4	17,241	27,4	10,949	37,4	8,021.4	47,4	6,329.0
17,5	17,143	27,5	10,909	37,5	8,000.0	47,5	6,315.8
17,6	17,046	27,6	10,869	37,6	7,978.7	47,6	6,302.3
17,7	16,949	27,7	10,830	37,7	7,957.6	47,7	6,289.3
17,8	16,854	27,8	10,792	37,8	7,936.5	47,8	6,276.1
17,9	16,760	27,9	10,753	37,9	7,915,5	47,9	6,263.0
18,0	16,667	28,0	10,714	38,0	7,894.8	48,0	6,250.0
18,1	16,575	28,1	10,676	38,1	7,874.0	48,1	6,236.9
18,2	16,483	28,2	10,638	38,2	7,853.4	48,2	6,224.0
18,3	16,393	28,3	10,600	38,3	7,832.8	48,3	6,211.1
18,4	16,305	28,4	10,563	38,4	7,812.5	48.4	6,198.3
18,5	16,217	28,5	10,526	38,5	7,792.2	48,5	6,185.6
18,6	16,229	28,6	10,489	38,6	7,772.0	48,6	6,172.3
18,7	16,043	28,7	10,453	38,7	7,752.0	48,7	6,160,2
18,8	15,957	28,8	19,417	38,8	7,732.0	48,8	6,147.6
18,9	15,873	28,9	10,381	38,9	7,712.0	48,9	6,135.0
19,0	15,790	29,0	10,345	39,0	7,692.3	49,0	6,122.4
19,1	15,707	29,1	10,309	39,1	7,672.3	49,1	6,110.0
19,2	15,625	29,2	10,274	39,2	7,653.0	49,2	6,097.4
19,3	15,544	29,3	10,239	39,3	7,633.6	49.3	6,085.1
19,4	15,464	29,4	10,204	39,4	7,614.2	49,4	6,073.1
19,5	15,385	29,5	10,170	39,5	7,594.8	49,5	6,060.6
19,6	15,306	29,6	10,135	39,6	7,575.7	49,6	6,048.4
19,7	15,228	29,7	10,101	39,7	7,556.7	49,7	6,036.1
19,8	15,151	29,8	10,067	39,8	7,537.7	49,8	6,025.1
19,9	15,076	29,9	10,033	39,9	7.518.8	49,9	6,012.0
20,0	15,000	30,0	10,000	40,0	7,500.0	50,0	6,000.0

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
57,1	5,253.9	67,1	4,471.0	77,1	3,891.1	87,1	3,444.3	97,1	3,089.6
57,2	5,244.7	67,2	4,464.3	77,2	3,886.0	87,2	3,440.3	97,2	3,086.4
57,3	5,235.6	67,3	4,457.6	77,3	3,881.0	87,3	3,436.5	97,3	3,083.3
57,4	5,226.5	67,4	4,451.0	77,4	3,876.0	87,4	3,432.5	97,4	3,080.1
57,5	5,217.4	67,5	4,444.4	77,5	3,871.0	87,5	3,428.5	97,5	3,076.9
57,6	5,208.4	67,6	4,437.8	77,6	3,866.0	87,6	3,424.7	97,6	3,073.8
57,7	5,199.3	67,7	4,431.3	77,7	3,861.0	87,7	3,420.8	97,7	3,070.6
57,8	5,190.3	67,8	4,424.8	77,8	3,856.0	87,8	3,416.9	97,8	3,067.5
57,9	5,181.4	67,9	4,418.2	77,9	3,851.1	87,9	3,413.9	97.9	3,064.4
58,0	5,172.4	68,0	4,411.7	78,0	3,846.2	88,0	3,409.1	98,0	3,061.2
58,1	5,163.4	68,1	4,405.2	78,1	3,841.3	88,1	3,405.2	98,1	3,058.1
58,2	5,154.7	68,2	4,398.8	78,2	3,836.3	88,2	3,401.3	98,2	3,055.0
58,3	5,145.7	68,3	4,392.4	78,3	3,831.4	88,3	3,397.5	98,3	3,051.9
58,4	5,137.0	68,4	4,385.9	78,4	3,826.5	88,4	3,393.7	98,4	3,048.7
58,5	5,128.1	68,5	4,379.6	78,5	3,821.6	88,5	3,389.8	98,5	3,045.6
58,6	5,119.3	68,6	4,373.2	78,6	3,816.8	88,6	3,386.0	98,6	3,042.5
58,7	5,110.7	68,7	4,366.8	78,7	3,812.0	88,7	3,382.2	98,7	3,039.5
58,8	5,102.0	68,8	4,350.4	78,8	3,807.1	88,8	3,378.4	98,8	3,036.4
58,9	5,093.3	68,9	4,354.1	78,9	3,802.3	88,9	3,374.5	98,9	3,033.3
59,0	5,084.6	69,0	4,347.8	79,0	3,797.5	89,0	3,370.8	99,0	3,030.3
59,1	5,076.1	69,1	4,341.5	79,1	3,792.6	89,1	3,367.0	99,1	3,027.3
59,2	5,067.6	69,2	4,335.2	79,2	3,787.8	89,2	3,363.2	99,2	3,024.2
59,3	5,059.1	69,3	4,329.0	79,3	3,783.1	89,3	3,359.5	99,3	3,021.1
59,4	5,050.4	69,4	4,322.7	79,4	3,778.3	89,4	3,355.7	99,4	3,018.1
59,5	5,042.0	69,5	4,316.6	79,5	3,773.5	89,5	3,352.0	99,5	3,015.1
59,6	5,033.5	69,6	4,310.3	79,6	3,768.8	89,6	3,348.2	99,6	3,012.1
59,7	5,025.1	69,7	4,304.2	79,7	3,764.1	89,7	3,344.5	99,7	3,009.0
59,8	5,016.7	69,8	4,297.9	79,8	3,759.4	89,8	3,340.7	99,8	3,006.0
59,9	5,008.3	69.9	4,291.7	79,9	3,754.7	89,9	3,337.0	99,9	3,003.0
60,0	5,000.0	70,0	4,285.7	80,0	3,750.0	90,0	3,333.3	100,0	3,000.0

Таблица 33.9. Пресмятане на стойностите в децибели като отношения на напрежения, токове или мощности

Отрицателно		Децибели	Положително	
отношение на напрежение или токове $\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	отношение на мощности $\frac{P_1}{P_2}$	←dB→+	отношение на напрежение или токове $\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	отношение на мощности $\frac{P_1}{P_2}$
1	2	3	4	5
1,0000	1,0000	0	1,000	1,000
0,9886	0,9772	0,1	1,012	1,023
0,9772	0,9550	0,2	1,023	1,047
0,9661	0,9333	0,3	1,035	1,972

Продължение на табл. 33.9

1	2	3	4
0,9550	0,9120	0,4	1,047
0,9441	0,8913	0,5	1,059
0,9333	0,9710	0,6	1,072
0,9226	0,8511	0,7	1,084
0,9120	0,8318	0,8	1,096
0,9016	0,8128	0,9	1,109
0,8913	0,7943	1,0	1,122
0,8810	0,7762	1,1	1,135
0,8710	0,7586	1,2	1,148
0,8610	0,7413	1,3	1,161
0,8511	0,7244	1,4	1,175
0,8414	0,7079	1,5	1,189
0,8318	0,6918	1,6	1,202
0,8222	0,6761	1,7	1,216
0,8128	0,6607	1,8	1,230
0,8035	0,6457	1,9	1,245
0,7943	0,6310	2,0	1,259
0,7852	0,6166	2,1	1,274
0,7762	0,6026	2,2	1,283
0,7674	0,5888	2,3	1,303
0,7586	0,5754	2,4	1,318
0,7499	0,5623	2,5	1,334
0,7413	0,5495	2,6	1,349
0,7328	0,5370	2,7	1,365
0,7244	0,5248	2,8	1,380
0,7161	0,5129	2,9	1,396
0,7079	0,5012	3,0	1,413
0,6998	0,4898	3,1	1,429
0,6918	0,4786	3,2	1,445
0,6839	0,4677	3,3	1,462
0,6761	0,4571	3,4	1,479
0,6683	0,4467	3,5	1,496
0,6607	0,4365	3,6	1,514
0,6531	0,4266	3,7	1,531
0,6457	0,4169	3,8	1,549
0,6383	0,4074	3,9	1,567
0,6310	0,3981	4,0	1,585
0,6237	0,3890	4,1	1,603
0,6166	0,3802	4,2	1,622
0,6095	0,3715	4,3	1,641
0,6026	0,3631	4,4	1,660
0,5957	0,3548	4,5	1,679
0,5888	0,3467	4,6	1,698
0,5821	0,3388	4,7	1,718
0,5754	0,3311	4,8	1,738
0,5689	0,3236	4,9	1,758
0,5623	0,3162	5,0	1,778
0,5559	0,3090	5,1	1,799
0,5495	0,3020	5,2	1,820
0,5433	0,2951	5,3	1,841
0,5370	0,2884	5,4	1,862
0,5309	0,2818	5,5	1,884

Продължение на табл. 33.9

1	2	3	4	5
0,5248	0,2754	5,6	1,905	3,631
0,5188	0,2692	5,7	1,928	3,715
0,5129	0,2630	5,8	1,950	3,802
0,5070	0,2570	5,9	1,972	3,890
0,5012	0,2512	6,0	1,995	3,981
0,4955	0,2455	6,1	2,018	4,074
0,4898	0,2399	6,2	2,042	4,169
0,4842	0,2344	6,3	2,065	4,266
0,4786	0,2291	6,4	2,089	4,365
0,4732	0,2239	6,5	2,113	4,467
0,4677	0,2188	6,6	2,138	4,571
0,4624	0,2138	6,7	2,163	4,677
0,4571	0,2089	6,8	2,188	4,786
0,4519	0,2042	6,9	2,213	4,898
0,4467	0,1995	7,0	2,239	5,012
0,4416	0,1950	7,1	2,265	5,129
0,4365	0,1905	7,2	2,291	5,248
0,4315	0,1862	7,3	2,317	5,370
0,4266	0,1820	7,4	2,344	5,495
0,4217	0,1778	7,5	2,371	5,623
0,4169	0,1738	7,6	2,399	5,754
0,4121	0,1698	7,7	2,427	5,888
0,4074	0,1660	7,8	2,455	6,026
0,4027	0,1622	7,9	2,483	6,166
0,3981	0,1585	8,0	2,512	6,310
0,3936	0,1549	8,1	2,541	6,457
0,3890	0,1514	8,2	2,570	6,607
0,3846	0,1479	8,3	2,600	6,761
0,3802	0,1445	8,4	2,630	6,918
0,3758	0,1413	8,5	2,661	7,079
0,3715	0,1380	8,6	2,692	7,244
0,3673	0,1349	8,7	2,723	7,413
0,3631	0,1318	8,8	2,754	7,568
0,3589	0,1288	8,9	2,786	7,762
0,3548	0,1259	9,0	2,818	7,943
0,3508	0,1230	9,1	2,851	8,128
0,3467	0,1202	9,2	2,884	8,318
0,3428	0,1175	9,3	2,917	8,511
0,3388	0,1148	9,4	2,951	8,710
0,3350	0,1122	9,5	2,985	8,913
0,3311	0,1096	9,6	3,020	9,120
0,3273	0,1072	9,7	3,055	9,333
0,3236	0,1047	9,8	3,090	9,550
0,3199	0,1923	9,9	3,126	9,772
0,3162	0,1000	10,0	3,162	10,000
0,3126	0,0977	10,1	3,199	10,23
0,3090	0,0955	10,2	3,236	10,47
0,3055	0,0933	10,3	3,273	10,72
0,3020	0,0912	10,4	3,311	10,96
0,2985	0 0891	10,5	3,350	11,22
0,2951	0,0871	10,6	3,388	11,48
0,2917	0,0851	10,7	3,428	11,75

Продължение на табл. 33.9

1	2	3	4	5
0,2884	0,0832	10,8	3,467	12,02
0,2851	0,0813	10,9	3,508	12,30
0,2818	0,0794	11,0	3,548	12,59
0,2786	0,0776	11,1	3,589	12,88
0,2754	0,0759	11,2	3,631	13,18
0,2723	0,0741	11,3	3,673	13,49
0,2692	0,0724	11,4	3,715	13,80
0,2661	0,0708	11,5	3,758	14,13
0,2630	0,0692	11,6	3,802	14,45
0,2600	0,0676	11,7	3,846	14,79
0,2570	0,0661	11,8	3,890	15,14
0,2541	0,0646	11,9	3,936	15,49
0,2512	0,0631	12,0	3,981	15,85
0,2483	0,0517	12,1	4,027	16,22
0,2455	0,0603	12,2	4,074	16,60
0,2427	0,0589	12,3	4,121	16,98
0,2399	0,0575	12,4	4,169	17,38
0,2371	0,0562	12,5	4,217	17,78
0,2344	0,0550	12,6	4,266	18,20
0,2317	0,0537	12,7	4,315	18,62
0,2291	0,0525	12,8	4,365	19,05
0,2265	0,0513	12,9	4,416	19,50
0,2239	0,0501	13,0	4,467	19,95
0,2213	0,0490	13,1	4,519	20,42
0,2188	0,0479	13,2	4,571	20,89
0,2163	0,0468	13,3	4,624	21,38
0,2138	0,0457	13,4	4,677	21,88
0,2113	0,0447	13,5	4,732	22,39
0,2089	0,0437	13,6	4,786	22,91
0,2065	0,0427	13,7	4,842	23,44
0,2042	0,0417	13,8	4 898	23,99
0,2018	0,0407	13,9	4,955	24,55
0,1995	0,0398	14,0	5,012	25,12
0,1972	0,0389	14,1	5,070	25,70
0,1950	0,0380	14,2	5,129	26,30
0,1928	0,0372	14,3	5,188	26,92
0,1905	0,0363	14,4	5,248	27,54
0,1884	0,0355	14,5	5,309	28,18
0,1862	0,0347	14,6	5,370	28,84
0,1841	0,0339	14,7	5,433	29,51
0,1820	0,0331	14,8	5,495	30,20
0,1799	0,0324	14,9	5,559	30,90
0,1778	0,0316	15,0	5,623	31,62
0,1759	0,0309	15,1	5,689	32,36
0,1738	0,0302	15,2	5,754	33,11
0,1718	0,0295	15,3	5,821	33,88
0,1698	0,0288	15,4	5,888	34,67
0,1679	0,0282	15,5	5,957	35,48
0,1660	0,0275	15,6	6,026	36,31

Продължение на табл. 33.9

1	2	3	4	5
0,1641	0,0269	15,7	6,095	37,15
0,1622	0,0263	15,8	6,166	38,02
0,1603	0,0257	16,9	6,237	38,90
0,1585	0,0251	16,0	6,310	39,81
0,1567	0,0246	16,1	6,383	40,74
0,1549	0,0240	16,2	6,457	41,69
0,1531	0,0234	16,3	6,531	42,66
0,1514	0,0229	16,4	6,607	43,65
0,1496	0,0224	16,5	6,683	44,67
0,1479	0,0219	16,6	6,761	45,71
0,1462	0,0214	16,7	6,839	46,77
0,1445	0,0209	16,8	6,918	47,86
0,1429	0,0204	16,9	6,998	48,98
0,1413	0,0200	17,0	7,079	50,12
0,1396	0,0195	17,1	7.161	51,29
0,1380	0,0191	17,2	7,244	52,48
0,1365	0,0186	17,3	7,328	53,70
0,1349	0,0182	17,4	7,413	54,95
0,1334	0,0178	17,5	7,499	56,23
0,1318	0,0174	17,6	7,586	57 54
0,1303	0,0170	17,7	7,674	58,88
0,1288	0,0166	17,8	7,762	60,26
0,1274	0,0162	17,9	7,852	61,66
0,1259	0,0159	18,0	7,943	63,10
0,1245	0,0155	18,1	8,035	64,57
0,1230	0,0151	18,2	8,128	66,07
0,1216	0,0148	18,3	8,222	67,61
0,1202	0,0145	18,4	8,318	69,18
0,1189	0,0141	18,5	8,414	70,79
0,1175	0,0138	18,6	8,511	72,44
0,1161	0,0135	18,7	8,610	74,13
0,1148	0,0132	18,8	8,710	75,86
0,1135	0,0129	18,9	8,811	77,62
0,1122	0,0126	19,0	8,913	79,43
0,1109	0,0123	19,1	9,016	81,28
0,1096	0,0120	19,2	9,120	83,18
0,1084	0,0118	19,3	9,226	85,11
0,1072	0,0115	19,4	9,333	87,10
0,1059	0,0112	19,5	9,441	89,13
0,1047	0,0110	19,6	9,550	91,20
0,1035	0,0107	19,7	9,661	93,33
0,1023	0,0105	19,8	9,772	95,50
0,1012	0,0102	19,9	9,886	97,72
0,1000	0,0100	20,0	10,000	100,00
10^{-2}	10^{-4}	40,0	10^{2}	10^{4}
10^{-3}	10^{-6}	60,0	10^{3}	10^{6}
10^{-4}	10^{-8}	80,0	10^{4}	10^{8}
10^{-5}	10^{-10}	100,0	10^{5}	10^{10}

абележка

Стойности на отношения, които са вън от обхвата на тази таблица, могат да бъдат определени по следния начин:

Отрицателни стойности в dB (по-големи от —20 dB)

Прибавят се по +20 dB, докато се получи стойност, дадена в таблицата. Отчетената стойност на отношението на токовете (напреженията) се дели на 10 толкова пъти, колкото пъти преди това са прибавяни по +20 dB. Ако се търси отношение на мощности, трябва да се дели по същия начин на 100.

Пример

Дадена е стойността — 48,4 dB. Търси се отношението на напреженията и мощностите.

—48,4 dB+20 dB+20 dB=—8,4 dB.

Отношението на напреженията: —8,4 dB—0,3802 (от таблицата)

0,3802 . 0,1 . 0,1=0,003802.

Отношението на мощностите: —8,4 dB—0,1445 (от таблицата)

0,1445 . 0,001 . 0,001=0,00001445.

Положителни стойности в dB (по-големи от +20 dB)

Изваждат се по 20 dB, докато се получи стойност, дадена в таблицата. Отчетените стойности на отношението на токовете (напреженията) се умножава на 10 толкова пъти, колкото пъти преди това са извадени по 20 dB. Ако се търси отношение на мощности, трябва по същия начин да се умножава на 100.

Пример

Дадена е стойността +27,9 dB, търси се отношението на напреженията и мощностите.

+27,9 dB—20 dB=+7,9 dB.

Отношение на напреженията: +7,9 dB—0,4027 (от таблицата)

0,4027 . 10=4,027.

Отношение на мощностите: +7,9 dB—0,1622 (от таблицата)

0,1622.100=16,[illegible]

Таблица 33.10. Пресмятане на какви да са отношения на токове, напрежения и мощности в децибели

Отношение на напреже-ния	0,00	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1,0	0,000	0,086	0,172	0 257	0,424	0,342	0,506	0,588	0,668	0,749
1,1	0,828	0,906	0,984	1,062	1,138	1,214	1,289	1,364	1,438	1,511
1,2	1,584	1,656	1,727	1,798	1,868	1,938	2,007	2,076	2,144	2,212
1,3	2,279	2,345	2,411	2,477	2,542	2,607	2,671	2 734	2,798	2,860
1,4	2,923	2,984	3,046	3,107	3,167	3,227	3,287	3,346	3,405	3,464
1,5	3,522	3,580	3,637	3,694	3,750	3,907	3,862	3,918	3,973	4,028
1,6	4,082	4,137	4,190	4,244	4,297	4,350	4,402	4,454	4,606	4,558
1,7	4,609	4,660	4,711	4,761	4,811	4,861	4,910	4,950	5,008	5,057
1,8	5,105	5,154	5,201	5,249	5,296	5,343	5,390	5,437	5,483	5,529
1,9	5,575	5,621	5,666	5,711	5,756	5,801	5,845	5,889	5,933	5,977
2,0	6,021	6,964	6,107	6,150	6,139	6,235	6,277	6,319	6,361	6,403
2,1	6,444	6,486	6,527	6,568	6,608	6,649	6,689	6,729	6,769	6,809
2,2	6,848	6,888	6,927	6,966	7.008	7,044	7,082	7,121	7,159	7 197
2,3	7,235	7,272	7,310	7,347	7,384	7,421	7,458	7,495	7,532	7,568
2,4	7,604	7,640	7,676	7,712	7,748	7,783	7,819	7,854	7,889	7,924
2,5	7,959	7,993	8.028	8,062	8,097	8,131	8,165	8,199	8.232	8,266
2,6	8,299	8,333	8,366	8,399	8,432	8,465	8,498	8.530	8,563	8.595
2,7	8,627	8,659	8,691	8,723	8,755	8,787	8,818	8,850	8,881	8,912
2,8	8,943	8,974	9,005	9,036	9,066	9,097	9,127	9,158	9,188	9,218
2,9	9,248	9,278	9,308	9.337	9,367	9,396	9,426	9,455	9,484	9,513
3,0	9,542	9,571	9,600	9,629	9,657	9,686	9,714	9,743	9,771	9,799
3,1	9,827	9,855	9,883	9,911	9,939	9,966	9,994	10,021	10,049	10,076
3,2	10,103	10,130	10,157	10,184	10,211	10,238	10,264	10,291	10,317	10,344
3,3	10,370	10,397	10,423	10,449	10,475	10,501	10,527	10,553	10,578	10.604
3,4	10,630	10,655	10,681	10,795	10,731	10,756	10,782	10 807	10,932	10,875
3,5	10,881	10,906	10,931	10,955	10,980	11,005	11,029	11,053	11,078	11,102
3,6	11,126	11,150	11,174	11,198	11,222	11,246	11,270	11,293	11,317	11,341
3,7	11,364	11,387	11,411	11,434	11,457	11,481	11,504	11,527	11,550	11,573
3,8	11,596	11,618	11,641	11,664	11,687	11,709	11,732	11 754	11,777	11,799

Продължение на табл. 33.10

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
3,9	11,821	11,844	11,866	11,888	11,910	11.932	11,954	11,976	11,998	12,019
4,0	12,041	12,063	12,085	12,106	12,128	12,149	12,171	12,192	12,213	12,234
4,1	12,256	12,277	12,298	12,319	12,340	12,261	12,382	12,403	12,424	12,444
4,2	12,465	12,486	12,506	12,527	12,547	12,568	12,588	12,609	12,629	12,649
4,3	12,669	12,690	12,710	12,730	12,750	12,770	12,790	12,810	12,829	12,849
4,4	12,869	12,889	12,908	12,928	12,948	12,967	12,987	13,006	13,026	13,045
4,5	13,064	13,084	13,103	13,122	13,141	13,160	13,179	13,198	13,217	13,236
4,6	13,255	13,274	13,293	13,312	13,330	13,349	13,368	13,386	13,405	13,423
4,7	13,442	13,460	13,479	13,497	13,516	13,534	13,552	13,570	13,589	13,607
4,8	13,625	13,643	13,661	13,679	13,697	13,715	13,733	13,751	13,768	13,786
4,9	13,804	13,822	13,839	13,857	13,875	13,892	13,910	13,927	13,945	13,962
5,0	13,979	13,997	14,014	14,031	14,049	14,066	14,083	14,100	14,117	14,134
5,1	14.151	14,168	14,185	14,202	14,219	14,236	14,253	14,270	14,387	14,303
5,2	14,320	14,337	14,353	14,370	14,387	14,403	14,420	14,436	14,453	14,469
5,3	14,486	14,502	14,518	14,535	14,551	14,567	14,583	14,599	14,616	14,632
5,4	14,648	14,664	14,680	14,696	14,712	14,728	14,774	14,760	14,776	14,791
5,5	14,807	14,823	14,839	14,855	14,870	14,886	14,902	14,917	14,933	14,948
5,6	14,964	14,979	14,995	15,010	15,026	15,041	15,056	15,072	15,087	15,102
5,7	15,117	15,133	15,148	15,163	15,178	15,193	15,208	15,224	15,239	15,254
5,8	15,269	15,284	15,298	15,313	15,328	15,343	15,358	15,373	15,388	15,402
5,9	15,417	15,432	15,446	15,461	15,476	15,490	15,505	15 519	15,534	15,549
6,0	15,563	15,577	15,592	15,606	15,621	15,635	15,650	15,664	15,678	15,692
6,1	15,707	15,721	15,735	15,749	15,763	15,778	15,792	15,806	15,820	15,834
6,2	15,848	15,862	15,876	15,890	15,904	15,918	15,931	15,945	15,959	15,973
6,3	15,987	16,001	16,014	16,028	16,042	16,055	16,069	15.083	16,096	16,110
6,4	16,124	16,137	16,151	16,164	16 178	16,191	16,205	16,218	16,232	16,245
6,5	16,258	16,272	16,285	16,298	16,312	16,325	16,338	16,351	16,365	16,378
6,6	16,391	16,404	16,417	16,430	16,443	16,456	16,469	16,483	16,496	16,509
6,7	16,521	16,534	16,547	16,560	16.573	16,586	16,599	16,612	16,625	16,637
6,8	16,650	16,663	16,676	16,688	16,701	16,714	16,726	16,739	16 752	16,764
6,9	16,777	16,790	16,802	16,815	16,827	16,840	16,852	16,865	16,977	16,890

Продължение на табл. 33.10

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
7,0	16,902	16,914	16,927	16,930	16,951	16,964	16,976	16,988	17 001	17,013
7,1	17,025	17,037	17.050	17,062	17,074	17,086	17,098	17,110	17,122	17,135
7,2	17,147	17,159	17,171	17,183	17,195	17,207	17,219	17,231	17,243	17,255
7,3	17,266	17,278	17,290	17.302	17,314	17,326	17,338	17,349	17,361	17,373
7,4	17,385	17,396	17,408	17,420	17,431	17,443	17,455	17,466	17,478	17,490
7,5	17,501	17,513	17,524	17,536	17,547	17,559	17,570	17,582	17,593	17,605
7,6	17,616	17,628	17,639	17,650	17,662	17,673	17,685	17,696	17,707	17,719
7,7	17,730	17,741	17,752	17,764	17,775	17,786	17,797	17,808	17,820	17,831
7,8	17,842	17,853	17,864	17.875	17,886	17,897	17,908	17,919	17,931	17,942
7,9	17,953	17,964	17,975	17,985	17,996	18,007	18,018	18,029	18,040	18,051
8,0	18,062	18,073	18,083	18,094	18,105	18,116	18,127	18,137	18,148	18,159
8,1	18,170	18,180	18,191	18,202	18,212	18,223	18,234	18,244	18,255	18,266
8,2	18,276	18,287	18,297	18,308	18,319	18,329	18,340	18,350	18,361	18,371
8,3	18,382	18,392	18,402	18,413	18,423	18,434	18,444	18,455	18,465	18,475
8,4	18,486	18,496	18,506	18,517	18,527	18,537	18,547	18,558	18,568	18,578
8,5	18,588	18,599	18,609	18,619	18,629	18,639	18,649	18,660	18,670	18,680
8,6	18,690	18,700	18,710	18,720	18,730	18,740	18,750	18,760	18,770	18,780
8,7	18,790	18,800	18,810	18,820	18,830	18,840	18,850	18,860	18,870	18,880
8,8	18,890	18,900	18,909	18,919	18,929	18,939	18,949	18,958	18,968	18,978
8,9	18,988	18,998	19,007	19,017	19,027	19,036	19,046	19,056	19,066	19,075
9,0	19,085	19,094	19,104	19,114	19,123	19,133	19,143	19,152	19,162	19,172
9,1	19,181	19,190	19,200	19,209	19,219	19,228	19,238	19,247	19,257	19,267
9,2	19,276	19,285	19,295	19,304	19,313	19,323	19,332	19,342	19,351	19,360
9,3	19,370	19,379	19,388	19,398	19,407	19,416	19,426	19,435	19,444	19,453
9,4	19,463	19,472	19,481	19,490	19,499	19,509	19,518	19,527	19,536	19,545
9,5	19,554	19,564	19,573	19,582	19,591	19,600	19,609	19,618	19,627	19,636
9,6	19,645	19,654	19,664	19,673	19,682	19 691	19,700	19,709	19,718	19,726
9,7	19,735	19,744	19,753	19,762	19,771	19,780	19,789	19,798	19,807	19,816
9,8	19,825	19,833	19,842	19,851	19,860	19,869	19,878	19,886	19,895	19,904
9,9	19,913	19,921	19,930	19,939	19,948	19,956	19,965	19,974	19,983	19,991

Продължение на табл. 33.10

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
10	20,000	20,828	21,584	22,279	22,923	23,522	24,082	24,609	25,105	25,575
20	26,021	26,444	26,848	27,235	27,604	27,959	28,299	28,627	28,943	29,248
30	29,542	29,827	30,103	30,370	30,630	30,881	31,126	31,364	31,596	31,821
40	32,042	32,256	32,465	32,669	32,869	33,064	33,255	33,442	33,625	33,804
50	33,979	34,151	34,320	34,486	34,648	34.807	34,964	35.117	35.269	35.417
60	35,563	35,707	35,848	35,987	36,124	36,258	36,391	36,521	36,650	36.777
70	36,902	37,025	37,147	37,266	37,385	37,501	37,616	37,730	37,842	37,953
80	38,062	38,170	38,276	38,382	38,486	38,588	38,690	38,790	38,889	38,988
90	39,085	39,181	39,276	39,370	39,463	39,554	39,645	39,735	39,825	39,913
100	40,000	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Примери за използването на таблицата

Едно *отношение на напрежение* 2,38 : 1 трябва да бъде изразено в децибели. За целта се търси в лявата колонка „отношение на напреженията" стойността 2,3 и се отчита стойността, нанесена на същия ред под колонката „0,08" (=7,532 dB).

Ако трябва да се превърне в децибели едно отношение на *мощности*, напр. 8,73 : 1, отношението на мощностите се приема първоначално за отношение на напрежения (най-лявата колона). Получената стойност в децибели (=18,820 dB) трябва да се умножи на 0,5. Така се намира отношението на мощностите, изразено в dB.

8,73 : 1=18,820 dB (отношение на напрежения)

18,820 . 0,5=9,41 dB (отношение на мощности).

Числа, изразяващи отношения, които не могат да се намерят в таблицата, се превръщат в децибели по следния начин:

Числа, по-малки от 1:

Числото, изразяващо някакво отношение, се умножава на 10, докато се получи стойност, дадена в таблицата. След това от отчетения резултат се изважда толкова пъти по +20 dB, колкото пъти числото е било умножено по 10.

Пример

Зададено е отношение на напрежения 0,0131, търси се отношението на напреженията, изразено в децибели.

0,0131 . 10 . 10=1,31;

1,31→+2,345 dB (от таблицата);

+2,345 dB—20 dB—20 dB=—37,655 dB.

Числа, по-големи от 1,00:

Числото, изразяващо отношение, се дели на 10 дотогава, докато се получи стойност, дадена в таблицата. След това към стойността, отчетена от таблицата, се прибавя толкова пъти по +20 B, колкото пъти числото е било разделено на 10.

Пример

Зададено е отношение на напреженията 436 : 1, търси се отношението на напреженията dB.

436 . 0,1 . 0,1 =4,36;

4,36→+12,790 dB (от таблицата);

12,79 dB+20 dB+20 dB=+52,79 dB.

Таблица 33.11. Отношения на токове, напрежения и мощности, изразени в непери (Np)

Непери (Np)	Отношение на напрежения или токове $\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	Отношение на мощности $\frac{P_1}{P_2}$	Децибели (dB)	Непери (Np)	Отношение на напрежения или токове $\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	Отношение на мощности $\frac{P_1}{P_2}$	Децибели (dB)
0,0	1,0	1,0	0,0	2,2	9,025	81,45	19,1
0,1	1,105	1,221	0,87	2,4	11,02	121,50	21,0
0,2	1,221	1,492	1,74	2,6	13,46	181,3	22,6
0,3	1,350	1,822	2,61	2,8	16,44	270,4	24,3
0,4	1,492	1,226	3,47	3,0	20,09	403,4	26,1
0,5	1,649	2,718	4,48	3,2	24,53	601,8	27,8
0,6	1,822	3,320	5,21	3,4	29,96	897,8	29,5
0,7	2,014	4,055	6,08	3,6	36,60	1339	31,3
0,8	2,226	4,953	6,95	3,8	44,70	1998	33,0
0,9	2,460	6,050	7,81	4,0	54,60	2981	34,7
1,0	2,718	7,389	8,69	4,2	66,69	4447	36,6
1,1	3,004	9,025	9,55	4,4	81,45	6634	38,2
1,2	3,320	11,02	10,4	4,6	99,48	9897	40,0
1,3	3,669	13,46	11,3	4,8	121,5	14770	41,7
1,4	4,055	16,44	12,2	5,0	148,5	22030	43,4
1,5	4,482	20,09	13,0	5,2	181,3	32860	45,2
1,6	4,953	24,53	13,9	5,4	221,4	49020	46,9
1,7	5,475	29,96	14,8	5,6	270,4	73130	48,6
1,8	6,050	36,60	15,6	5,8	330,3	109100	50,4
1,9	6,686	44,70	16,5	6,0	403,4	162750	52,1
2,0	7,389	54,60	17,4				

1 непер = 8,686 dB; 1 dB=0,116 непера.

Таблица 33.12. Пресмятане от непери в децибели и обратно

Непери в децибели						Децибели в непери					
Np	dB	Np	dB	Np	dB	dB	Np	dB	Np	dB	Np
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0,1	0,869	4,1	35,6	8,1	70,4	1	0,115	41	4,72	81	9,32
0,2	1,74	4,2	36,5	8,2	71,2	2	0,230	42	4,84	82	9,44
0,3	2,61	4,3	37,3	8,3	72,1	3	0,345	43	4,95	83	9,55
0,4	3,47	4,4	38,2	8,4	73,0	4	0,460	44	5,06	84	9,67
0,5	4,34	4,5	39,1	8,5	73,8	5	0,576	45	5,18	85	9,79
0,6	5,21	4,6	40,0	8,6	73,8	6	0,691	46	5,30	86	9,90
0,7	6,08	4,7	40,8	8,7	75,6	7	0,806	47	5,41	87	10,0
0,8	6,95	4,8	41,7	8,8	76,4	8	0,921	48	5,52	88	10,1
0,9	7,82	4,9	42,6	8,9	77,3	9	1,04	49	5,64	89	10,2
1,0	8,69	5,0	43,4	9,0	78,2	10	1,15	50	5,76	90	10,4

Продължение на табл. 33.12

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1,1	9,55	5,1	44,3	9,1	79,0	11	1,27	51	5,87	91	10,5
1,2	10,4	5,2	45,2	9,2	79,9	12	1,38	52	5,99	92	10,6
1,3	11,3	5,3	46,0	9,3	80,8	13	1,50	53	6,10	93	10,7
1,4	12,2	5,4	46,9	9,4	81,6	14	1,61	54	6,22	94	10,8
1,5	13,0	5,5	47,8	9,5	82,5	15	1,73	55	6,33	95	10,9
1,6	13,9	5,6	48,6	9,6	83,4	16	1,84	56	6,45	96	11,0
1,7	14,8	5,7	49,5	9,7	84,3	17	1,96	57	6,56	97	11,2
1,8	15,6	5,8	50,4	9,8	85,1	18	2,07	58	6,68	98	11,3
1,9	16,5	5,9	51,2	9,9	86,0	19	2,19	59	6,79	99	11,4
2,0	17,4	6,0	52,1	10,0	86,9	20	2,30	60	6,91	100	11,5
2,1	18,2	6,1	53,0	10,1	87,7	21	2,42	61	7,02	101	11,6
2,2	19,1	6,2	53,9	10,2	88,6	22	2,53	62	7,14	102	11,7
2,3	20,0	6,3	54,7	10,3	89,5	23	2,65	63	7,25	103	11,9
2,4	20,8	6,4	55,6	10,4	90,3	24	2,76	64	7,37	104	12,0
2,5	21,7	6,5	56,5	10,5	91,2	25	2,88	65	7,48	105	12,1
2,6	22,6	6,6	57,3	10,6	92,1	26	2,99	66	7,60	106	12,2
2,7	23,5	6,7	58,2	10,7	92,9	27	3,11	67	7,71	107	12,3
2,8	24,3	6,8	59,1	10,8	93,8	28	3,22	68	7,83	108	12,4
2,9	25,2	6,9	59,9	10,9	94,7	29	3,34	69	7,94	109	12,5
3,0	26,1	7,0	60,8	11,0	95,6	30	3,45	70	8,06	110	12,7
3,1	26,9	7,1	61,7	11,1	96,4	31	3,57	71	8,17	111	12,8
3,2	27,8	7,2	62,5	11,2	97,3	32	3,68	72	8,29	112	12,9
3,3	28,7	7,3	63,4	11,3	98,1	33	3,80	73	8,40	113	13,0
3,4	29,5	7,4	64,3	11,4	99,0	34	3,91	74	8,52	114	13,1
3,5	30,4	7,5	65,1	11,5	99,9	35	4,03	75	8,63	115	13,2
3,6	31,1	7,6	66,0	11,6	100,8	36	4,14	76	8,75	116	13,4
3,7	32,3	7,7	66,9	11,7	101,6	37	4,26	77	8,87	117	13,5
3,8	33,0	7,8	67,8	11,8	102,5	38	4,37	78	8,98	118	13,6
3,9	33,9	7,9	68,6	11,9	103,4	39	4,49	79	9,09	119	13,7
4,0	34,8	8,0	69,5	12,0	104,2	40	4,61	80	9,21	120	13,8

1 непер = 8,686 децибела; 1 децибел = 0,116 непера.

В САЩ, Великобритания и в някои други страни досега не се е наложила напълно международната метрична система. Това обстоятелство затруднява оценката на публикациите, защото всеки път английските, съотв. американските, мерки трябва да бъдат пресмятани в единици от метричната система. Следващите таблици имат за цел да улеснят тези пресмятания.

Таблица 33.13. Английски и американски единици за дължина и тяхното отношение към метричните единици

Великобритания и САЩ	Съкращение	Метрични единици	Коефициент
1	2	3	4
1 инч (цол) = 10 реда = 1000 мила	(") in	2,54	0,3937
1 фут/стъпка = 12 инча	(') ft	30,48	$3,281 . 10^{-2}$

Продължение на табл. 33.13

1	2	3	4
1 ярд = 3 фута = 36 инча	yd	91,44	$1{,}094 \cdot 10^{-2}$
1 фатом = 6 фута	fath	1,8288	0,547
1 род = 5,5 ярда = 16,5 фута	rod	5,0292	0,199
1 фурлонг = 40 рода = 220 ярда	fur	201,168	$4{,}97 \cdot 10^{-3}$
1 лондонска миля = 5000 стъпки	Lond. mile	1,524	0,6562
1 земна миля = 1760 ярда = =5280 фута	stat. mile	1,6093	0,6214
1 морска миля = 6076 фута	naut. mile	1,852	0,54

Коефициентът, даден в последната колона, се използува, когато данни за дължина от метричната система трябва да бъдат пресметнати в единици от английската, съотв. американската, система (напр. 40 000 km=0,54 .40 000=21 600 морски мили).

Таблица 33.14. Пресмятане на футове, съотв. цолове в m

Английски футове	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0	0,0000	0,0254	0,0508	0,0762	0,1016	0,1270	0,1524	0,1778	0,2032	0,2286	0,2540	0,2794
1′ (=12″)	0,305	0,330	0,356	0,381	0,406	0,432	0,457	0,483	0,508	0,533	0,559	0,584
2′ (=24″)	0,610	0,635	0,660	0,686	0.711	0,737	0,762	0,787	0,813	0,838	0,864	0,889
3′ (=36″)	0,914	0,940	0,965	0,991	1,016	1,041	1,067	1,092	1,118	1,143	1.168	1,194
4′ (=48″)	1,219	1,245	1,270	1,295	1,321	1,346	1,372	1,397	1,422	1,448	1,473	1,499
5′ (=60″)	1,524	1,549	1,575	1,600	1,626	1,651	1,676	1,702	1,727	1,753	1,778	1,803
6′ (=72″)	1,829	1,854	1,880	1,905	1,930	1,956	1,981	2,007	2,932	2,057	2,083	2,108
7′ (=84″)	2,134	2,159	2,184	2,210	2,235	2,261	2,286	2,311	2,337	2,362	2,388	2,413
8′ (=96″)	2,438	2,464	2,489	2,515	2,540	2,565	2,591	2,616	2,642	2,667	2,692	2,717
9′ (=108″)	2,743	2,769	2,794	2,819	2,845	2,870	2,896	2,921	2,946	2,972	2,997	3,023
10′ (=120″)	3.048	3,073	3,099	3,124	3,150	3,175	3,200	3,226	3,251	3,227	3,302	3,327
11′ (=132″)	3,353	3,378	3,404	3,429	3,454	3,480	3,505	3,531	3,556	3,581	3,607	3,632
12′ (=144″)	3,658	3,683	3,708	3,734	3,459	3,785	3,810	3,835	3,861	3,886	3,912	3,937
13′ (=156″)	3,962	3,988	4,013	4,039	4,064	4,089	4,115	4,140	4,166	4,191	4,216	4,242
14′ (=168″)	4.267	4,293	4,318	4,343	4,369	4,394	4,420	4,445	4 470	4,496	4,521	4,547
15′ (=180″)	4,572	4,597	4,623	4,648	4,674	4,699	4,724	4,750	4,775	4,801	4,826	4,851
16′ (=192″)	4,877	4,902	4,928	4,953	4,978	5,004	5,029	5,055	5,080	5,105	5,131	5,156
17′ (=204″)	5,182	5,207	5,232	5,258	5,283	5,309	5,334	5,359	5,385	5,410	5,436	5,461
18′ (=216″)	5,486	5,512	5,537	5,563	5,588	5,613	5,639	5,664	5,690	5,715	5,740	5,766
19′ (=228″)	5,791	5,817	5,842	5,867	5 893	5,918	5,944	5,969	5,994	6,020	6,045	6,071
20′ (=240″)	6,096	6,121	6,147	6,172	6,198	6,223	6,248	6,274	6,299	6,325	6,350	6,375
21′ (=252″)	6,401	6,426	6,452	6,477	6,502	6,528	6,553	6,579	6,604	6 629	6.655	6,680
22′ (=264″)	6,706	6,731	6,756	6,782	6,807	6,833	6,858	6,883	6,909	6,934	6,960	6,985
23′ (=276″)	7,010	7,036	7,061	7,087	7,112	7,137	7,163	7,188	7,214	7,239	7,264	7,290
24′ (=288″)	7,315	7,341	7,366	7,391	7,417	7,442	7,468	7,493	7,518	7,544	7,569	7,595
25′ (=300″)	7,620	7,645	7,671	7,696	7,722	7,747	7,772	7,798	7,823	7,849	7,874	7,899
26′ (=312″)	7,925	7,950	7,976	8,001	8,026	8,052	8,077	8,103	8,128	8,153	8,179	8,204
27′ (=324″)	8,230	8,255	8,280	8,306	8,331	8,357	8,382	8,407	8,433	8,458	8,484	8,509
28′ (=336″)	8,534	8,560	8,585	8,611	8,636	8,661	8,687	8,712	8,788	8,763	8,738	8,814
29′ (=348″)	8,839	8,865	8,890	8,915	8,941	8,966	8,992	9,017	9,042	9,068	9,093	9,119
30′ (=360″)	9,144	9,169	9,195	9,220	9,246	9,271	9,296	9,322	9,347	9,373	9,398	9,423

1′=0,3048 m; 1″=0,0254 m; 1′ =12″.

Таблица 33.15. Пресмятане на части от цола в милиметри

В цолове	В милиметри	В цолове	В милиметри
$^{1}/_{64}$=0,015	0,396	$^{33}/_{64}$=0,516	13,096
$^{1}/_{32}$=0,031	0,793	$^{17}/_{32}$=0,531	13,492
$^{3}/_{64}$=0,047	1,190	$^{35}/_{64}$=0,547	13,890
$^{1}/_{16}$=0,063	1,587	$^{9}/_{16}$=0,563	14,287
$^{5}/_{64}$=0,078	1,984	$^{37}/_{64}$=0,578	14,683
$^{3}/_{32}$=0,094	2,381	$^{19}/_{32}$=0,594	15,080
$^{7}/_{64}$=0,109	2,778	$^{39}/_{64}$=0,609	15,477
$^{1}/_{8}$=0,125	3,175	$^{5}/_{8}$=0,625	15,875
$^{9}/_{64}$=0,141	3,571	$^{41}/_{64}$=0,641	16,271
$^{5}/_{32}$=0,156	3,968	$^{21}/_{32}$=0,656	16,667
$^{11}/_{64}$=0,172	4,365	$^{43}/_{64}$=0,672	17,064
$^{3}/_{16}$=0,188	4,762	$^{11}/_{16}$=0,688	17,462
$^{13}/_{64}$=0,203	5,159	$^{45}/_{64}$=0,703	17,858
$^{7}/_{32}$=0,219	5,556	$^{23}/_{32}$=0,719	18,255
$^{15}/_{64}$=0,234	5,952	$^{47}/_{64}$=0,734	18,652
$^{1}/_{4}$=0,250	6,350	$^{3}/_{4}$=0,750	19,050
$^{17}/_{64}$=0,266	6,746	$^{49}/_{64}$=0,766	19,446
$^{9}/_{32}$=0,281	7,143	$^{25}/_{32}$=0,781	19,842
$^{19}/_{64}$=0,297	7,540	$^{51}/_{64}$=0,797	20,239
$^{5}/_{16}$=0,313	7,937	$^{13}/_{16}$=0,813	20,637
$^{21}/_{64}$=0,328	8,334	$^{53}/_{64}$=0,828	21,033
$^{11}/_{32}$=0,344	8,730	$^{27}/_{32}$=0,844	21,429
$^{23}/_{64}$=0,359	9,127	$^{55}/_{64}$=0,859	21,827
$^{3}/_{8}$=0,375	9,525	$^{7}/_{8}$=0,875	22,225
$^{25}/_{64}$=0,391	9,921	$^{57}/_{64}$=0,891	22,621
$^{13}/_{32}$=0,406	10,318	$^{29}/_{32}$=0,906	23,017
$^{27}/_{64}$=0,422	10,715	$^{59}/_{64}$=0,922	23,414
$^{7}/_{16}$=0,438	11,112	$^{15}/_{16}$=0,938	23,812
$^{29}/_{64}$=0,453	11,508	$^{61}/_{64}$=0,953	24,208
$^{15}/_{32}$=0,469	11,905	$^{31}/_{32}$=0,969	24,604
$^{31}/_{64}$=0,484	12,302	$^{63}/_{64}$=0,984	25,002
$^{1}/_{2}$=0,500	12,700	1=1,000	25,400

цол = англ. инч.

Таблица 33.16. Американски и английски стандарти за проводници; данните за диаметъра са в инчове и милиметри

Американският стандарт за проводниците се базира на един стандарт на фирмата Brown & Sharpe и отделните типове проводници се означават с пореден номер. Като правило към номера се добавят и буквите AWG (=American Wire Gage).

Във Великобритания има два стандарта: BWG и ISWG. Отделните проводници също се означават с пореден номер.

Номер	AWG Диаметър		BWG Диаметър		ISWG Диаметър	
	в инчове	в mm	в инчове	в mm	в инчове	в mm
1	2	3	4	5	6	7
0000	0,460	11,68	0,454	11,53	0,40	10,16
000	0,409	10,41	0,425	10,80	0,372	9,45

Продължение на табл. 33.16

1	2	3	4	5	6	7
00	0,365	9,27	0,380	9,65	0,348	8,84
0	0,325	8,25	0,340	8,64	0,324	8,23
1	0,289	7,35	0,300	7,62	0,300	7,62
2	0,258	6,54	0,283	7,21	0,276	7,01
3	0,229	5,83	0,259	6,58	0,252	6,40
4	0,204	5,19	0,238	6,05	0,232	5,89
5	0,182	4,62	0,220	5,59	0,212	5,38
6	0,162	4,11	0,203	5,16	0,192	4,88
7	0,144	3,66	0,179	4,57	0,176	4,47
8	0,128	3,26	0,164	4,19	0,160	4,06
9	0,114	2,90	0,147	3,76	0,144	3,66
10	0,102	2,59	0,134	3,40	0,128	3,25
11	0,091	2,30	0,120	3,05	0,116	2,95
12	0,081	2,05	0,109	2,77	0,104	2,64
13	0,072	1,83	0,095	2,41	0,092	2,34
14	0,064	1,63	0,083	2,11	0,081	2,03
15	0,057	1,45	0,072	1,83	0,072	1,83
16	0,051	1,29	0,065	1,65	0,064	1,63
17	0,045	1,15	0,058	1,47	0,056	1,42
18	0,040	1,02	0,049	1,24	0,048	1,22
19	0,036	0,91	0,042	1,07	0,040	1,02
20	0,032	0,81	0,035	0,89	0,036	0,92
21	0,028	0,72	0,031	0,81	0,032	0,81
22	0,025	0,64	0,028	0,71	0,028	0,71
23	0,023	0,57	0,025	0,64	0,024	0,61
24	0,020	0,51	0,023	0,56	0,023	0,56
25	0,018	0,45	0,020	0,51	0,020	0,51
26	0,016	0,40	0,018	0,46	0,018	0,46
27	0,014	0,36	0,016	0,41	0 016	0,41
28	0,013	0,32	0 0135	0,356	0,014	0 38
29	0,011	0,29	0 013	0,33	0,013	0,35
30	0,010	0,25	0,012	0,305	0,012	0,305
31	0,009	0,23	0,010	0,254	0,011	0,29
32	0,008	0,20	0,009	0,229	0,0106	0,27
33	0,007	0,18	0,008	0,203	0,010	0,254
34	0,0063	0,16	0,007	0,178	0,009	0,229
35	0,0056	0,14	0,005	0,127	0,008	0,203
36	0,0050	0,13	0,004	0,102	0,007	0,178
37	0,0044	0,11	—	—	0,0067	0,17
38	0,0040	0,10	—	—	0,0060	0,15
39	0,0035	0,09	—	—	0,0050	0,127
40	0,0031	0,08	—	—	0,0047	0,12

Данните в милиметри са закръглени.

Таблица 33.17. Коаксиални кабели с вълново съпротивление от 50 Ω до 150 Ω, производител VEB Kabelwerk Oberspree, Берлин, ГДР

Съкр. означение	50-2-1	50-3-1	50-7-2	50-12-1
Вълново съпр., Ω	50±4	50±3	50±2	50±2
Вътр. проводник		меден	многожичен	
Номинален диаметър	0,45 mm	0,9 mm	2,28 mm	3,38 mm
Диелектрик			полиетилен	
Външен проводник			медна оплетка	
Защитна обвивка			пластмаса	
Външен диаметър	2,8 mm	5,0 mm	10,3 mm	15,0 mm
Коефициент на скъсяване около	0,66	0,66	0,66	0,66
Капацитет, pF/m	100	100	100	100
Затихване, dB/100 m				
10 MHz	10	5	2,8	1,9
100 MHz	33	17	8,5	5,5
200 MHz	46	22	12	8,2
500 MHz	82	40	21	14
800 MHz	—	54	28	19
Стандарт IEC		96 IEC 50-3-4	96 IEC 50-7-2	
Еквивалент		RG 58 CIU	RG 213 U	

Съкр. означение	60-7-1	60-7-2	60-10-1	60-10-2
Вълново съпротивление, Ω	60±3	60±3	60±5	60±3
Вътрешен проводник	меден многожичен	меден едножичен	меден многожичен	меден едножичен
Номинален диаметър	1,5 mm	1,5 mm	2,28 mm	2,26 mm
Диелектрик			полиетилен	
Външен проводник			медна оплетка	
Защитна обвивка			пластмаса	
Външен диаметър	8,8 mm	8,8 mm	13,2 mm	13,2 mm
Коефициент на скъсяване около	0,66	0,66	0,66	0,66
Капацитет, pF/m	85	85	85	85
Затихване, dB/100 m				
10 MHz	2,5	2,1	1,9	1,7
100 MHz	8	7	5,5	4,9
200 MHz	12	10	8	7
500 MHz	19	17	14	12
800 MHz	27	23	18	16

Забележка

Производството на коаксиални кабели с вълново съпротивление 60 Ω е спряно през 1974 г., защото в съответствие с PC-603-33 на СИВ и документ 78 на IEC в I, II и III телевизионни обхвати се преминава към използването на коаксиални кабели с вълново съпротивление 75 Ω, които имат оптимални стойности за затихването. На честоти над 1000 MHz ще се използуват кабели с вълново съпротивление 50 Ω.

Продължение на табл. 33.17

Съкратено означение	75-4-1	75-4-4	75-5-A	75-5-B
Вълново съпротивление, Ω	75±3	75±3	75±5	75±5
Вътрешен проводник	меден многожичен	меден едножичен		
Номинален диаметър	0,6 mm	0,58 mm	1,1 mm	1,1 mm
Диелектрик	полиетилен		порест полиетилен	
Номинален диаметър	3,7 mm	3,7 mm	4,8 mm	4,8 mm
Външен проводник	медна оплетка			
Защитна обвивка	пластмаса			
Вътрешен диаметър	5,6 mm	5,6 mm	6,9 mm	6,8 mm
Коефициент на скъсяване	0,66	0,66	0,83	0,83
Капацитет, pF/m	67	67	53	53
Затихване, dB/100 m				
10 MHz	4,4	3,8	2,3	2,3
100 MHz	14	13	7,5	7,5
200 MHz	20	18	11	11
500 MHz	33	29	20	20
800 MHz	43	38	28	28

Съкратено означение	75-7-2	75-7-8	75-17-2	150-6-1
Вълново съпротивление, Ω	75±3	75±3	75±3	150±22,5
Вътрешен проводник	меден многожичен	меден едножичен		
Номинален диаметър	1,2 mm	1,1 mm	2,7 mm	0,25 mm
Диелектрик	полиетилен			полиетилен с въздушна междина
Номинален диаметър	7,25 mm	7,25 mm	17,3 mm	5,5 mm
Външен проводник	медна оплетка			
Защитна обвивка	пластмаса			
Външен диаметър	10,3 mm	10,3 mm	22,5 mm	7,6 mm
Коефициент на скъсяване около	0,66	0,66	0,66	0,83
Капацитет, pF/m	67	67	67	27
Затихване, dB/100 m				
10 MHz	2,3	2,0	1,0	—
100 MHz	7,5	6,3	3,5	—
200 MHz	11	9,2	5,1	—
500 MHz	18	16	9	—
800 MHz	24	21	13	—

Забележка

Кабелът тип 75-5-A се препоръчва за използуване при телевизионни антени за IV/V обхват, защото е със сравнително малки загуби и ниска цена.

Таблица 33.18. Екранирани симетрични високочестотни кабели, производител VEB Kabelwerk Oberspree, Берлин, ГДР

Съкратено означение	240 D 5-2
Вълново съпротивление, Ω	240±20
Вътрешни проводници	2 медни проводника
Номинален диаметър	2×0,25 mm

Продължение на табл. 33.18

Диелектрик	порест полиетилен
Външен проводник	медна оплетка
Защитна обвивка	пластмаса
Външен диаметър	7,0 mm
Коефициент на скъсяване около	0,82
Капацитет, pF/m	18
Затихване, dB/100 m	
10 MHz	—
100 MHz	—
200 MHz	—

Таблица 33.19. Симетрични неекранирани високочестотни кабели, производство на VEB Kabelwerk Oberspree, Берлин, ГДР

Съкратено означение	120 B 1-1	240 A 4-1	240 B 5-2	300 A 6-1
Вълново съпротивление, Ω	120±18	240±24	240±24	300±30
Вътрешни проводници	едножични		многожични	
Номинален диаметър	2×0,3 mm	2×0,9 mm	2×0,9 mm	2×0,9 mm
Диелектрик	полиетилен		порест полиетилен	полиетилен
Разстояние между проводниците	1 mm	4,4 mm	4,8 mm	6,4 mm
Широчина на кабела	1,5×0,7 mm	6,6 mm	6,8 mm	8,6 mm
Коефициент на скъсяване около	0,75	0,80	0,85	0,80
Капацитет, pF/m	38	16	17	13
Затихване в dB/100 m				
10 MHz	—	1,2	1,2	0,9
100 MHz	—	4,8	4,8	3,5
200 MHz	—	7,6	7,6	5,9
500 MHz	—	15	15	9,5

Таблица 33.20. Стандартни съветски коаксиални кабели

Тип	Вълново съпротивление в Ω	Капацитет, pF/m	Диаметър на вътрешния проводник, mm	Външен диаметър, mm	Затихване, Np/km при		
					45 MHz	200 MHz	3000 MHz
1	2	3	4	5	6	7	8
РК 19	50	115	0,7			34,6	230
РК 119	50	115	0,7			34,6	230
РКТФ 19	50	105	0,7			34,6	230
РК 55	50	110	0,9			28,8	196
РК 159	50	110	0,9			28,8	196
РКТФ 29	50	106	1,0			28,8	196
РК 29	50	110	1,4				161

Продължение на табл. 33·20

1	2	3	4	5	6	7	8
РК 129	50	110	1,4				161
РК 28	50	115	2,3				144
РК 128	50	115	2,3				144
РКТФ 47	50	106	2,5			17,3	127
РК 147	50	115	2,3			19,6	144
РК 47	50	115	2,8			19,6	144
РК 48	50	115	3,4			13,8	86,5
РК 148	50	115	3,4			13,8	86,5
РКТФ 48	50	106	3,6			13,8	104
РК 61	50	115	4,5	15,0	4,6		127
РК 6	52	101	2,6	9,0	6,0		86,5
РК 106	53	102	2,6	9,0	5,8		104
РКТФ 6	52	101	2,6	8,0			127
РК 3	74	70	1,4	9,0	5,4		92
РК 103	74	71	1,4	9,0	5,8		104
РК 4	74	70	1,4	9,0	8,0		369
РК 104	74	71	1,4	9,0	8,1		104
РК 1	75	76	0,7			21,0	150
РК 101	75	76	0,7			21,0	150
РКТФ 1	75	70	0,8			21,0	150
РК 49	75	76	0,8			23,0	173
РК 149	75	76	0,8			23,0	173
РКТФ 49	75	70	0,9			17,3	144
РК 20	75	76	1,1			17,3	127
РК 120	75	78	1,2			17,3	127
РКТФ 3	75	70	1,3			13,8	115
РКТФ 20	75	70	1,4			17,3	127
РКТФ 160	75	75	2,0	13,0			104
РК 62	75	70	2,2	15,0	4,0		92
РК 8	75	68	2,7	18,0			
РКТФ 56	77	50	0,6	5,0	11,5		156
РК 156	83	48	0,6	4,0	10,4		150
РКТФ 50	100	37	0,3	6,0	9,2		115
РК 2	100	57	0,6			16,1	98
РКТФ 2	100	50	0,7			17,3	127
РК 50	150	27	0,3	6,0	8,5		97
РК 150	150	27	0,3	6,0	5,8		97

Таблица 33.21. Стандартни американски коаксиални кабели

Тип	Вълново съпротивление в Ω	Капацитет, pF/m	Диаметър на вътрешния проводник, mm	Външен диаметър, mm	Затихване, Np/km при		
					30 MHz	100 MHz	500 MHz
1	2	3	4	5	6	7	8
RG-58/U	53,5	94	0,8	5	8,7	17,4	41,6
RG-55/U	както RG-58/U, но с външна защитна обвивка от полиетилен, диаметър 5,23 mm						

Продължение на табл. 33.21

1	2	3	4	5	6	7	8
RG-5/U	52,5	94	1,3	8,5	5,6	11,0	
RG-8/U	52	97	многожичен 7×0,7	10	3,8	7,9	20,8
RG-14/U	52	97	2,6	14	2,8	5,3	
RG-17/U	52	97	4,8	22	1,6	3,0	
RG-19/U	52	97	6,35	28,5	1,25	2,57	
RG-59/U	73	69	0,65	6,2	7,2	12,9	34,0
RG-6/U	76	66	0,72	8,5	5,3	11,0	
RG-11/U	75	68	многожичен 7×0,4	10	4,5	8,7	18,9
RG-13/U	74	68	многожичен 7×0,4	10,7	4,3	8,3	
RG-62/U	93	46	0,65	6,15	5,6	10,2	
RG-71/U	както RG-62/U, но с външна защитна обвивка от полиетилен, диаметър 6,35 mm						
RG-63/U	125	34,5	0,65	10,3	4,2	7,6	

Таблица 33.22. Стандартни американски лентови кабели (Амфенол)

Тип	Вълново съпротивление, Ω	Коефициент на скъсяване	Диаметър на проводниците, mm	Затихване, Np/km при			
				7 MHz	30 MHz	150 MHz	400 MHz
14-080	75	0,68	7×0,32	7,9	15,8	35,9	53,8
14-023	75	0,71	7×0,7	1,9	5,7	18,5	
14-079	150	0,77	7×0,32	2,5	5,7	12,8	20,8
14-056	300	0,82	7×0,32	1,1	2,3	5,9	10,2
14-100	300	0,82	7×0,32	1,1	2,3	5,9	10,2
14-271	300	0,82	7×0,32	1,1	2,3	5,9	10,2
14-185	300	0,82	7×0,4	0,8	2,0	5,1	9,4
14-076	300	0,82	7×0,4	0,8	1,9	4,8	8,3
14-022	300	0,82	1,3	0,6	1,4	3,8	6,8

ЗАБЕЛЯЗАНИ ПЕЧАТНИ ГРЕШКИ В КНИГАТА

Наръчник по антени

Стр.	Ред	Напечатано	Да се чете	По вина на
424	Фиг. 26.37	Клишето обърнато		печатницата
563	Табл. 33.3	Данните в дясната половина на долната таблица се отнасят за 20-ия обхват (стр. 564)		преводача
566	Табл. 33.5.1			
	2-ра колонка 9 отдолу	559 . . . 566	558 . . . 566	„
569	Табл. 33.5.4			
	2-ра колонка	188,40 . . . 301,55	188,40 . . . 201,55	„
	Табл. 33.5.5			
	2-ра колонка	215,0 . . . 223,0	216,0 . . . 223,0	„
577	Табл. 33.8			
	4-та колонка 2 отдолу	4,291 . 7	4,291 . 8	„
	6-та „ 7 „	3,778 . 3	3,768 . 3	„
	Табл. 33.9			
	5-та колонка 1 отдолу	1,972	1,072	„
578	Табл. 33.9			
	2-ра колонка 3 отгоре	0,9710	0,8710	„
579	2-ра „ 9 отдолу	0,1923	0,1023	„
580	1-ва „ 6 „	0,1759	0,1758	„
	2-ра „ 14 отгоре	0,0517	0,0617	„
581	3-та „ 3 „	16,9	15,9	„
583	Табл. 33.10			
	3-та колонка 11 отгоре	6,964	6,064	„
	5-та „ 5 отдолу	10,795	10,706	„
	6-та „ 11 отгоре	6,139	6,193	„
	7-ма „ 6 „	3,907	3,807	„
	9-та „ 8 „	4,950	4,959	„
	10-та „ 7 „	4,606	4,506	„
	10-та „ 5 отдолу	10,932	10,832	„
584	7-ма „ 3 отгоре	12,261	12,361	„
	9-та „ 4 „	12,60	12,609	печатницата
	10-та „ 13 „	14,387	14,287	преводача
	10-та „ 1 отдолу	16,977	16,877	„
585	5-та „ 1 отгоре	16,930	16,939	„
586	2-ра „ 4 „	32,042	32,041	„
	текста под таблицата, 2 отгоре	напрежение	напрежения	„
588	Табл. 33.11			
	3-та колонка 5 отгоре	1,226	2,226	„
	8-ма „ 11 „	36,6	36,5	„
	Табл. 33.12			
	6-та колонка 6 отгоре	73,8	74,7	„

Продължение

Стр.	Ред	Напечатано	Да се чете	По вина на
589	Табл. 33.13	Липсват димензиите на метричните единици в колонка трета. Следва да се чете : 2,54 cm 30,48 cm 91,44 cm 1,8288 m 5,0292 m 201,168 m 1,524 km 1 6093 km 1,852 km		преводача
591	Таб, 33.14	Цифрите в антетката означават инчове		
	6-та колонка 13отгоре	3,459	3,759	преводача
	10-та „ 7 ,,	2,932	2,032	„
	11-та „ 11 ,,	3,227	3,277	коректора
	12-та „ 3отдолу	8,738	8,788	преводача
	13-та „ 17 отгоре	5,156	5,136	„

НАРЪЧНИК ПО АНТЕНИ

Автор *Карл Ротхамел*
Преводачи: инж. *Стефан Иванов Попов*, инж. *Васил Димитров Терзиев*
Националност — немска, ГДР

Първо издание

Редактор инж. *Васил Терзиев*
Художник *Иван Марков*
Худ. редактор *Георги Гъделев*
Технически редактор *Желязка Илиева*
Коректор *Славка Иванова*

Дадена за набор на 23. VI. 1977 г.
Подписана за печат през м. ноември 1977
Излязла от печат през м. декември 1977
Формат 60/90/16
Печатни коли 37,50
Издателски коли 37,50
Лит. гр. III-2
Код 03 $\frac{95331\text{-}42612}{3172\text{-}27\text{-}77}$
Изд. № 10146
Тираж 15000+90
Цена на дребно 2,20 лв.

Държавно издателство «Техника» — бул. Руски № 6, София
Държавна печатница «Г. Димитров», София